12•2015

www.radio.ru

РАДИО

АУДИО • ВИДЕО • СВЯЗЬ • ЭЛЕКТРОНИКА • КОМПЬЮТЕРЫ

ИНДИКАТОР ПУЛЬСАЦИЙ ЯРКОСТИ

ЗА ОДИН ВЕЧЕР

- *Доработка АС*
- *"Светодиодный куб"*
- *Терменвокс без "антенн"*
- *Метеостанция на Arduino*

...и ещё 17 конструкций

[redacted]

12
2015

УКВ-конференция "Волга 2015"

Григорий БЕЛИЦКИЙ (R4IT), г. Тольятти Самарской обл.

В послевоенные годы работа на ультракоротких волнах была скорее уделом тех, кто делал первые шаги в освоении любительской радиосвязи. Положение здесь было противоречивым. Уровень подготовки новичков был, конечно, всегда невысоким, а самодельная техника даже на самом низкочастотном международном УКВ-диапазоне (144 МГц) требовала от них достаточно высокой (по сравнению с КВ), квалификации. Недаром в своё время для них был выделен "советский" любительский УКВ-диапазон 38—40 МГц, а когда его отобрали для нужд народного хозяйства, их перевели вовсе на КВ-диапазон 10 метров... Положение изменилось, когда на УКВ начали работать опытные коротковолновики, которые уже всё или почти всё сделали на коротких волнах, и их потянуло осваивать новые диапазоны и новые виды связи.

Сейчас освоение любительских УКВ-диапазонов уже перешагнуло на гигагерцы. Об этом, в частности, свидетельствует УКВ-конференция, которая прошла недавно в г. Тольятти.

(см. статью на с. 49).

Алексей (UA4HAK) демонстрирует участникам конференции радиосвязь на диапазоне 76 ГГц.



Анатолий (UA4HTS) производит измерение шума LNA 1,3 ГГц конструкции US4ICI.



Радиолюбительская техника освоения сверхвысоких частот на диапазоны 47 и 76 ГГц.



Участники УКВ-конференции "Волга 2015" в г. Тольятти — фото на память об этой встрече.

В НОМЕРЕ:

На нашей обложке. Индикатор пульсаций яркости осветительных ламп (см. статью на с. 41).

ЧИТАЙТЕ В СЛЕДУЮЩЕМ НОМЕРЕ:

УЛУЧШЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ УМЗЧ КЛАССА D
БЛОК УПРАВЛЕНИЯ СВЕРЛИЛЬНЫМ СТАНКОМ
РЕТРОЧАСЫ
ИНДИКАТОР ОСВЕЩЁННОСТИ

Тираж журнала «Радио» № 11 сдан для рассылки подписчикам 03.11.2015 г.



"Radio" is monthly publication on audio, video, computers, home electronics and telecommunication

УЧРЕДИТЕЛЬ И ИЗДАТЕЛЬ: ЗАО «ЖУРНАЛ «РАДИО»

Зарегистрирован Министерством печати и информации РФ 01 июля 1992 г.
Регистрационный ПИ № ФС77-50754

Адрес редакции: 107045, Москва, Селивёрстов пер., 10, стр. 1
Тел.: (495) 607-31-18. Факс: (495) 608-77-13
E-mail: **ref@radio.ru**
Группа работы с письмами — (495) 607-08-48
Отдел рекламы — (495) 608-99-45, e-mail: **advert@radio.ru**
Распространение — (495) 608-81-79; e-mail: **sale@radio.ru**
Подписка и продажа — (495) 607-77-28
Бухгалтерия — (495) 607-87-39

Наши платёжные реквизиты:
получатель — ЗАО "Журнал "Радио", ИНН 7708023424,
р/сч. 40702810438090103159
Банк получателя — ПАО Сбербанк г. Москва
корр. счет 30101810400000000225 БИК 044525225

Подписано к печати 18.11.2015 г. Формат 60×84 1/8. Печать офсетная.
Объём 8 физ. печ. л., 4 бум. л., 10,5 уч.-изд. л.
В розницу — цена договорная
Подписной индекс:
по каталогу «Роспечати» — 70772;
по Объединённому каталогу «Пресса России» — 89032;
по каталогу Российской прессы ПОЧТА РОССИИ — 61972.

Отпечатано в АО «ПОЛИГРАФИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС «ЭКСТРА М», 143400, Московская обл., Красногорский р-н, а/м «Балтия», 23 км.
Зак. 15-11-00311.

Новые времена в операторском бизнесе

А. ГОЛЫШКО, канд. техн. наук, г. Москва

"Если хочешь, но не можешь — значит, не очень хочешь...".

(из описания революционной ситуации)

Индустрия телекоммуникаций в очередной раз переживает глобальные изменения и преобразования. И выражается это не только в виртуализации всего и вся, о чём уже рассказывалось на страницах журнала, но и в сфере бизнеса. Впрочем, как и виртуализация, это является следствием всеобщего перехода сетей связи на мультисервисные IP-технологии, появление которых так долго ждали, чтобы упростить и унифицировать сети связи. Вот и дождались...

С одной стороны, активно развивается рынок мобильного Интернета, на который, по мнению экспертов компании GfK, к 2019 г. будет приходиться более 80 % продаж мобильных услуг, что даст возможность расти бизнесу телеком-операторов. Одновременно происходит стремительное снижение доходов компаний-операторов от голосового трафика и SMS.

Когда любой информационный поток можно разбить на однотипные IP-пакеты, передавать их по стандартной сети и научиться обеспечивать необходимое качество передачи, появляется так называемый NGN (Next Generation Network) или сеть следующего поколения, которая теоретически может предоставлять одну единственную, но очень широкую в содержании услугу под названием "связь", включающую в себя IP-телефонию, IPTV и вообще "всё по IP" (All-over-IP). Поскольку в эту услугу входит и доступ в Интернет, силами компаний-операторов превратившийся в широкополосный доступ (ШПД), то по нему в операторские сети могут поступать услуги от любых интернет-компаний. Причём в последнее время интернет-компании научились предоставлять поверх ШПД те же услуги, что и "традиционные" операторы связи. Ну а раз поверх, то весь комплекс подобных сервисов и назвали OTT (Over-The-Top).

Технология OTT имеет большие перспективы развития и применения различными игроками рынка: медиакомпании, каналы, операторы связи, контент-провайдеры, интернет-порталы. OTT можно рассматривать как очередную эволюционную модель развития IPTV и различных технологий доставки видеоконтента по сети Интернет. К OTT-сервисам относятся мессенджеры (WhatsApp), сервисы IP-телефонии (Skype), видеосервисы (Instagram), социальные сети и многие другие. Все эти сервисы предоставляют услуги с использованием сетей фиксированной и мобильной связи и часто за это операторам не платят, получая доход напрямую от абонентов или же за счёт рекламы. И не то чтобы операторы как-то прозевали этот момент — просто в своё время они были озабочены ростом своей абонентской базы и стали предлагать доступ в Интернет по безлимитной схеме оплаты (т. е. с оплатой не за объём трафика, а за время пользования). А теперь операторские VoIP-сервисы (голос поверх IP) уходят на второй план по сравнению с рынком мессенджеров. При этом сам рынок мессенджинга развивается независимыми разработчиками значительно быстрее, чем действующими игроками рынка связи. Итогом этого стала, в частности, технологическая ловушка, в которой оказались операторы мобильной связи, из которой они пытаются безуспешно выбраться. Мощная "труба" (в смысле сеть) ими построена, и надо постоянно тратить деньги на её эксплуатацию и развитие, но эффективно извлекать из неё прибыль в виде предоставления дополнительных сервисов и конкурировать с другими сервис-провайдерами не получается. Впрочем, серьёзная конкуренция непосредственно между операторами тоже никуда не делась.

Короче говоря, совместными усилиями и не без помощи ИТ-специалистов всемирное операторское сообщество создало телекоммуникационную среду (в данном случае это

Интернет), в которой может существовать потенциально любой поставщик любого дополнительного сервиса. Посему все желающие уже "нарезали" (и продолжают "нарезать") эту среду на свои виртуальные миры (к примеру, социальные сети) или установили сервисные платформы, доступные из любой точки, где просто есть Интернет (а не сеть конкретного оператора связи). И с этим трудно что-либо поделать...

Поэтому взаимоотношения компаний-операторов (особенно из мобильного сегмента) и, к примеру, различных социальных сетей вряд ли можно назвать дружелюбными. За последние годы социальные сети перекочевали с экранов стационарных компьютеров и ноутбуков на мобильные устройства. Всё больше людей по всему миру предпочитают общаться между собой через Интернет, а не посылать SMS-сообщения. Недавнее приобретение компанией Facebook сервиса WhatsApp за 19 млрд долларов США, покупка Skype корпорацией Microsoft за 8,5 млрд, активное развитие Viber в России и многие другие факторы говорят о том, что ОТТ-сервисы пришли в индустрию коммуникаций надолго.

Приложения Viber, Skype, WhatsApp работают либо посредством Wi-Fi, либо через 2G/3G/4G-сети, предоставляемые операторами связи. Одна из главных проблем, которую ОТТ-сервисы принесли операторам, лежит на поверхности — это отток прибыли, другая — из-за постоянного роста в операторской сети "чужого", по сути, трафика эти сети необходимо постоянно развивать, но, кроме самого оператора, никто из поставщиков ОТТ-сервисов не инвестирует в подобные проекты. Ну а развивать сервисы, повышая их функциональность и качество, у операторов мобильной связи тоже не очень получается. Вот, к примеру, сервис Viber недавно выпустил обновление (v5.5) для пользователей Android и iOS, улучшающее сразу несколько аспектов "для более простого и свободного общения" в части качества передачи голоса, нового интерфейса видеозвонков и пр. Передача данных автоматически адаптируется к качеству сети пользователя. Минута голосового сообщения требует максимум 416 кБ по 4G или Wi-Fi, от 151 до 244 кБ по 3G и всего 84 кБ по сети 2G. Недавно выпущенная версия для iPad позволяет синхронизировать Viber на iPhone, iPad и Mac и продолжить разговор на любом удобном устройстве.

Такая постоянная забота об удобстве пользователя приносит поставщикам ОТТ-сервисов закономерные плоды. И если, согласно данным аналитического агентства J'son&Partners Consulting, совокупное снижение прибылей таких мобильных операторов, как Мегафон, Билайн, МТС и других от использования клиентами сторонних сервисов для совершения голосового звонка или отправки SMS в 2012 г. составило 4 % в Западной Европе и 1,5 % в Восточной, то, согласно прогнозам компании Informa Telecoms&Media, в 2018 г. потеря прибыли составит уже порядка 25 %. Ну а в абсолютных числах общемировые потери от использования ОТТ-сервисов в 2014 г. оцениваются в 14 млрд долларов США.

И вот уже WhatsApp и Viber конкурируют не с операторами мобильной связи, а со Skype, и в крупных городах часто его даже обходят. Собственно мобильные операторы осознали угрозу ОТТ-сервисов ещё несколько лет назад, когда Skype представил приложения для iOS (операционная система, используемая на iPhone и iPad). Американский оператор AT&T и немецкий T-Mobile решили тогда бороться с проблемой, блокируя трафик конкурентов в своих сетях, однако попытки не увенчались успехом. Во-первых, в Skype была внедрена программа маскировки трафика, что серьёзно усложнило попытки отследить и заблокировать его, а во-вторых, Федеральная комиссия по связи США (FCC) давно пытается продекларировать "сетевую нейтральность". Принцип сетевой нейтральности или сетевого нейтралитета (введён в США с 2010 г.) запрещает провайдерам отдавать предпочтение одним видам интернет-трафика в ущерб другим. Против этого принципа выступают американские операторы Verizon, AT&T, Comcast. Без принципа сетевой нейтральности операторы могут свободно устанавливать любые тарифы на разный тип трафика, в том числе и видеотрафика.

Российские операторы тоже пытались избавиться от ОТТ-сервисов, ссылаясь на их небезопасность, они, мол, не подключены к СОРМ, а значит, не могут прослушиваться, что, в свою очередь, создаёт отличные условия для безопасного обсуждения противоправительственных планов. Но в итоге попытка законодательно запретить работу Skype и прочих подобных приложений успехом не увенчалась. Однако задача удержания абонентской базы осталась. По оценкам экспертов компании J'son&Partners Consulting, в 2014 г. операторы мобильной связи в РФ недополучили до 20 млрд руб. (!) прибыли только из-за использования абонентами мессенджеров и VoIP-сервисов. Мессенджеры, принадлежащие Mail.Ru Group ("Mail.Ru Агент" и ICQ, которые объединились, внутренние средства для обмена сообщениями в социальных сетях "Одноклассники" и "ВКонтакте"), по популярности в России обошёл только Skype — им пользуются около 70 % опрошенных. В конце списка — мессенджеры WhatsApp, Viber, QIP, Facebook Messenger. Всего же такими приложениями и VoIP-сервисами в 2014 г. пользовались 78 % абонентов мобильной связи.

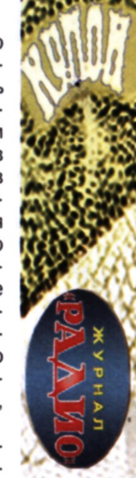
Впрочем, финансовые потери операторов пока невелики и не превышают 2 % от общей выручки. Тем не менее предполагается, что партнёрство с ОТТ-сервисами позволит вернуть прежний объём доходов, и в настоящее время операторы рассматривают различные модели взаимодействия с ними.

Операторы связи являются субъектами всеохватывающего регулирования, а ОТТ-провайдеры, предлагающие, по существу, идентичные услуги, — нет, и по-прежнему "гуляют сами по себе". В связи с этим уже не первый раз на рынке высказываются предложения о легализации ОТТ-деятельности, в частности, поступали предложения выдавать специальные лицензии. Ранее представители МТС и Мегафона предлагали ввести определённое регулирование в отношении ОТТ-сервисов, предоставив право операторам мобильной связи устанавливать различный приоритет для отдельных видов трафика. А это ни что иное, как покушение на принципы "сетевой нейтральности". Кстати, в середине января 2015 г. Федеральный апелляционный суд США отказал FCC в праве требовать от операторов соблюдения этого принципа. Вследствие этого FCC планирует принять новый вариант правил, учитывающий и позицию операторов.

Поставщики оборудования утверждают, что наиболее оптимальным способом решения операторами связи указанной выше проблемы на данный момент является внедрение технологии Rich Communication Suite (RCS), над которой активно работает с 2008 г. ассоциация GSMA. Эта технология позволяет в операторских сетях, поддерживающих RCS, отправлять текстовые сообщения, совершать видео- и голосовые вызовы, передавать мультимедиа-контент с любых, даже "красивых" номеров значительно дешевле, чем при пользовании стандартными операторскими опциями. Пользователи также смогут совершать видеозвонки с расширенным функционалом вроде групповой конференции, а внутри неё — обмен контентом. RCS также будет располагать доступом к "облаку", поддерживать возможность доступа к статусу абонента и его способности принимать контент того или иного рода. Однако главный плюс RCS будет заключаться в универсальности технологии. Любое пользовательское устройство, вне зависимости от производителя, способа передачи данных и операционной системы, сможет с ней работать.

В глобальном масштабе развитие RCS поддерживают несколько десятков операторов связи, но как отмечают в J'son&Partners, это развитие неоднозначно. К примеру, если вы уже привыкли работать в Skype или Viber, которые работают везде, где есть приличный Интернет, то зачем вам технология RCS, которая работает лишь между операторами, предварительно заключившими договорённости во имя того, чтобы клиенты пользовались RCS-опциями без оглядки на принадлежность к той или иной сети? Кроме того, повсеместное внедрение технологии потребует серьёзных дополнительных инвестиций — нескольких миллиардов долларов от каждого оператора (что, несомненно, выгодно поставщикам оборудования). И ещё — производители терминальных устройств должны будут занять активную позицию в популяризации RCS, предустанавливая соответствующие приложения на выпускаемые индустрией мобильные устройства.

Пока же основные модели взаимодействия мобильных операторов с провайдерами ОТТ-сервисов, как правило, сводятся к выпуску совместно брендированной sim-карты и специальных тарифных планов с различными бонусами





для абонентов. Кое-кто добавляет себе от ОТТ "лучей славы". К примеру, американский Verizon в своё время подписал соглашение со Skype (тогда ещё не купленным Microsoft) и стал рекламировать этот сервис, утверждая, что только в сети Verizon самый лучший Skype. Британский оператор "3" также работает со Skype, стремясь компенсировать падение доходов от передачи голосовых сообщений. Американская AT&T предоставляет CDN-услуги для Facebook (Content Delivery Network — сеть доставки контента, которая помогает доставлять видеотрафик напрямую между узлами ТВ-доступа, не перегружая действующие сети связи). Более перспективные модели партнёрств лежат в области использования открытых платформ, которые позволяют ОТТ-провайдерам интегрироваться в ИТ-системы операторов и участвовать в разделении доходов. Другое дело, что операторам было бы интересно ни с кем не делиться и предоставлять собственные ОТТ-сервисы, но угнаться за всем спектром ОТТ-разработок попросту невозможно. Конечно, лучший способ защиты от использования всяких мессенджеров — блокирование ОТТ-сервисов, однако ни один оператор планеты в минувшем году на это не решился, хотя ранее этим пытались заниматься 10 % операторов. Кстати, 5 % мировых операторов мобильной связи (в РФ, в частности, подобный проект был у Мегафона) рассматривали возможность создания собственных мессенджеров и даже кое-что предоставляли. Вот только бороться с мировыми лидерами ОТТ-сервисов часто не хватало ни выделенного бюджета, ни маркетинговых усилий, ни желания.

В целом же можно констатировать, что появление сильного конкурента в лице ОТТ операторы связи "проспали", и на их сервисных "грядках" хозяйничают посторонние поставщики сервисов. Вот уже и телевизоры сами могут искать контент в Интернете, не дожидаясь услуг операторов, кроме подключения к ШПД. Свой просчёт операторы уже осознали и даже начали внедрять ОТТ-сервисы для оказания услуг за пределами своих сетей (казалось бы, какая простая мысль на предмет увеличения доходов, но вовремя, однако, не пришла). В самом деле продажа контента "видео по запросу" и подписка на ТВ-каналы и премиум-контент могут принести дополнительную прибыль операторам, и, к примеру, если в прошлые годы они как-то дистанцировались от ОТТ, то теперь многие из них с ОТТ активно работают. Это продемонстрировала, в частности, последняя выставка CSTB Telecom&Media, на которой, по сути, уже не было операторов, не работающих с ОТТ. Более того, операторы теперь ищут взаимопонимания с ОТТ-провайдерами. Например, американский оператор Comcast и видеосервис Netflix подписали соглашение о выделенном высокоскоростном канале для последнего (детали соглашения не разглашаются).

Телевизионные и медиакомпании видят в технологии ОТТ расширение зоны вещания за счёт доставки контента в любую точку сети Интернет. Более того, на рынке уже появляются универсальные видеоплатформы, позволяющие доставлять ТВ-контент по сетям доступа, выполненным по любым технологиям (DOCSIS, DSL, Ethernet, GPON), тогда как ранее для каждого вида доступа требовалось отдельное решение. В частности, на CSTB-2015 подобную платформу демонстрировала компания Huawei, и, кстати, установкой у себя данного устройства Deutsche Telecom сразу же сэкономил порядка 2 млрд евро в год за счёт отсутствия одновременной поддержки и эксплуатации целого "зоопарка" ТВ-платформ.

Ещё операторы связи вплотную подошли к использованию новой для них рекламной модели. Монетизация услуг за счёт использования рекламной модели и модели по подписке позволяет компаниям расширять библиотеку контента и привлекать всё больше и больше новых пользователей. За счёт увеличения аудитории ТВ-компании могут зарабатывать больше, используя знакомую им рекламную модель монетизации. В настоящее время в сети Интернет появилось много компаний, предоставляющих услуги видео по запросу (Tvigle, ivi, MEGOGO), и они также используют ОТТ-решения. Собственно и Ростелеком в конце прошлого года презентовал ОТТ-решение для интерактивного телевидения, позволяющего скачивать через Интернет на абонентскую приставку любой заказанный контент. Ну а в США медиакомпании сталкиваются со всё большими сложностями в распространении каналов и теряют зрителей. Часть телезрителей "отрезают кабель", т. е. полностью отказываются от подписки на кабельные каналы в пользу интернет-сервисов, таких как Netflix, другие выбирают более дешёвые пакеты с меньшим числом каналов или с менее дорогими каналами. С другой стороны, для зрителей сейчас созданы все условия, чтобы они могли смотреть любимые шоу по Интернету, что в результате означает снижение телерейтингов и отток аудитории. Тот же Netflix многие эксперты считают самым мощным на сегодня агрегатором контента в мире, и в этом сегодня никто не может с ним сравниться.

Однако на всём этом проблемы для операторов связи не закончились. Теперь они появились ещё и в сфере ликвидации так называемого "мобильного рабства" (услуга переноса номера), но не с той стороны, откуда ожидалось. В середине июля стало известно о возможном присоединении компаний Apple и Samsung к консорциуму телекоммуникационных компаний GSMA, занимающемуся разработкой "электронной SIM-карты", которая должна избавить абонентов от привязки к конкретному оператору связи. Собственно, уже год в комплекте поставки iPad Air 2 и iPad mini 3 уже числилось устройство, называющееся Apple SIM (работа над ним шла с 2010 г.). Внешне это обычная sim-карта, но без каких-либо операторских брендов, потому что она не привязана к конкретному оператору и может перепрограммироваться непосредственно из меню абонентского устройства. То есть вы сможете сделать копии своих обычных sim-карт и сохранить их внутри Apple SIM. А потом быстро и без особых хлопот менять оператора, даже не вытаскивая Apple SIM из аппарата. Из минусов можно отметить разве что поддержку пока лишь ограниченного количества операторов: AT&T, Sprint, T-Mobile и GigSky. Но процесс начался, и переговоры с другими операторами по всему миру уже идут. В июле 2015 г. Apple начала продажу своих SIM-карт в Австралии, в дополнение к США и Великобритании. Роуминг доступен в более чем 90 странах. Недавно к списку присоединились Канада, Франция, Германия, Италия, Нидерланды, Испания, Швеция, Швейцария и Турция.

Что интересно, помимо всего прочего, это фактически избавит абонентов от дорогостоящего роуминга, ведь в поездках по всему миру можно будет просто временно выбрать локального оператора. И в любой момент можно выбрать самый лучший тариф без всяких долгосрочных обязательств. Конечно, какой-либо оператор сможет не захотеть присоединяться к сообществу Apple SIM, логично подозревая очередное падение своих доходов. Но где гарантия, что, оставаясь "белой вороной", не потеряешь гораздо больше, ведь кто-то из конкурентов обязательно присоединится и соберёт оставшиеся на рынке крохи доходов себе. Со временем Apple надеется вовсе избавиться от SIM-карт и слотов для них, когда все мобильные операторы присоединятся к проекту Apple SIM. А пока "универсальная" sim-карта сделана съёмной. Но дело не только в Apple.

По данным разных источников, разработка электронной sim-карты находится на завершающем этапе, и члены консорциума GSMA планируют сделать анонс о создании нового стандарта в ближайшее время. Ожидается, что на первоначальном этапе электронная SIM-карта будет совместима с сетями операторов AT&T, Deutsche Telekom, Etisalat, Hutchison Whampoa, Orange, Telefonica и Vodafone. "Присоединиться к инициативе изъявили желание большинство операторов в мире", — заявляют в GSMA и обещают выпуск первых устройств с электронной SIM-картой в 2016 г.

Между тем GSMA уже разработала один стандарт встроенной SIM-карты для различных датчиков M2M (Machine-to-Machine). Её наличие крайне важно для устройств, устанавливаемых в труднодоступных местах, где дистанционное управление как нельзя кстати.

Вот так конкуренция на мобильном рынке перемещается непосредственно в терминал пользователя, что, кстати, было предсказано довольно давно, когда только появились публикации о "когнитивном радио", которое умеет подстраиваться под нужды потребителя.

А тем временем операторы мобильной связи так и не научились монетизировать мобильный Интернет. А раз не успел — извини, это существенно облегчает выход на мобильный рынок тех, кто его уже успел монетизировать и ему лишь не хватает "сетевой свободы" с возможностью продажи всевозможных услуг по своим собственным тарифам, которую он получит, обладая, к приме-

ру, статусом мобильного виртуального оператора (MVNO — Mobile Virtual Network Operator).

По сообщению ресурса Business Insider, компания Apple проводит переговоры с телекоммуникационными компаниями о запуске собственного мобильного виртуального оператора связи в США и Европе. Причём в США уже даже ведётся тестирование сервиса. Если проект будет реализован, Apple сможет сама предоставлять услуги связи пользователям iPhone. Запуск новых услуг, доступных в США и Европе, может занять до пяти лет. Схема виртуального оператора позволит Apple использовать инфраструктуру существующих операторов связи и продавать сервисы под своим брендом. Этот шаг кажется закономерным после выпуска планшетов iPad Air 2 и iPad mini 3 с Apple SIM, уже работающей с несколькими операторами. Абонент виртуального оператора Apple вместо того чтобы платить ежемесячно своему оператору мобильной связи, будет платить Apple — за передачу мобильных данных, осуществление звонков и передачу SMS-сообщений. Apple будет оказывать весь спектр услуг, которым абонент до этого пользовался у своего оператора, но благодаря Apple SIM абонентский терминал будет переключаться с одного оператора на другого для того, чтобы оказывать услуги наилучшего качества.

В свою очередь, корпорация Google (и конкурент Apple на рынке мобильных гаджетов) запустила собственного виртуального оператора под брендом Project Fi в апреле 2015 г. Project Fi базируется на сетях двух партнёров — Sprint и T-Mobile — и предлагает голосовую связь, SMS и мобильную передачу данных. Однако из-за технических ограничений воспользоваться услугами оператора могут пока только владельцы Nexus 6. Всего за 20 долл. США (!) в месяц абонент Project Fi получает неограниченные звонки и SMS внутри страны и неограниченные SMS за рубеж, а также возможность совершать международные вызовы за дополнительную плату. Мобильная передача данных оплачивается отдельно, причём деньги за неиспользованный трафик возвращаются (!). В общем, более чем конкурентное предложение на фоне существующей мобильной связи.

Учитывая всё сказанное выше, Международный союз электросвязи (МСЭ) недавно опубликовал свой вывод о том, что переход к сетям связи на основе IP неотвратим, тогда как циклы развития технологий и инвестиций в инфраструктуру для связанного с Интернетом мира и сферы традиционной связи могут опасным образом не согласовываться со сроками разработки и внедрения соответствующих бизнес-моделей и нормативно-правовых актов. Наблюдаемая в последние годы конвергенция телекоммуникаций и видеосервисов привела к тому, что регуляторное законодательство зачастую оказывалось неприспособленным к темпам развития рынка. Впрочем, регулирование вряд ли обеспечит решение проблем операторов, ведь технологии развиваются слишком быстро для того, чтобы эффективное регуляторное вмешательство стало реальностью. Тем временем телеком-операторы так и не выработали единого мнения по поводу того, является ли для них предоставление ОТТ-сервисов проблемой коммерческой или же регуляторной. Но их беспокоит, что (по оценкам Nokia Siemens) доходы ОТТ-провайдеров вырастут в период 2010—2015 годов на 40 %, тогда как их собственные вообще не вырастут. И это беспокойство нельзя не видеть, потому что, к примеру, без ОТТ-сервисов и MVNO человечество ещё как-то проживёт, а вот без инфраструктуры попросту "обрушится" вся современная цивилизация.

По материалам ***vestnik-sviazy.ru, rbc.ru, cnews.ru, corporacia.ru, ferra.ru, pcnews.ru, businessinsider.com, json.ru, telemultimedia.ru, tssonline.ru, cableman.ru, popmech.ru, wirelessua.ru, macdigger.ru***

Ремонт DVB-T2 тюнера "Globo GL50"

А. БУТОВ, с. Курба Ярославской обл.

В статье автор делится опытом ремонта тюнера для приёма программ эфирного цифрового телевидения. Описанная им методика поиска и устранения неисправности применима и к другим электронным изделиям, где питание одного или нескольких функциональных узлов осуществляется от стабилизатора напряжения с неизвестными выходными параметрами.

Тюнер "Globo GL50" предназначен для приёма программ эфирного цифрового телевидения DVB-T/T2, а также для воспроизведения мультимедийных файлов с внешних носителей, подключаемых к USB-порту этой приставки. Проработав около года, этот тюнер сломался. Неисправность выглядела как полная неработоспособность устройства, при этом светодиод на передней панели светился жёлтым цветом. Ремонт таких аппаратов обычно нецелесообразен, но поскольку в современных цифровых устройствах мало интересных деталей для использования в дальнейшем, было решено не разбирать приёмник на детали, а попробовать его отремонтировать.

Поиск неисправности был начат с проверки работоспособности внешнего блока питания с выходным стабилизированным напряжением около 5,2 В при токе нагрузки до 1,5 А, который оказался исправным. Далее на плате блока (её маркировка — М3103-0С) были проверены интегральные стабилизаторы напряжения. На выходе одного из них (KV3VC — по схеме микросхема U4) присутствовало напряжение 0,537 В, при этом корпус микросхемы нагревался до температуры выше 100 °С за пять минут. От этого стабилизатора непосредственно питается центральный процессор тюнера, который оставался холодным. Первоначальная версия о том, что пробит один из керамических блокировочных конденсаторов С23, С24, С35 не подтвердилась.

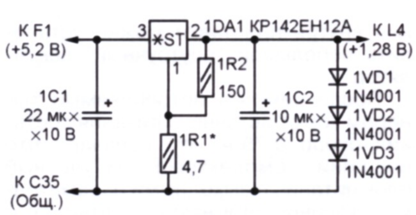


Рис. 1

Отключение нагрузки стабилизатора не изменило ситуацию: корпус микросхемы так же сильно нагревался. Поскольку никакой полезной информации ни о вышедшей из строя микросхеме, ни о самой плате найти не удалось, предстояло выяснить, какое требуется напряжение для работы центрального процессора экспериментально. Для этого микросхема U4 была выпаяна из платы, а к печатному проводнику, предназначенному для припайки её выходного вывода (ближайший контакт рядом с надписью "U4"), был подключён выход мощного лабораторного регулируемого блока питания. При напряжении 1,1 В и менее процессор тюнера работал с ошибками или зависал. При напряжении 1,2 В процессор работал без ошибок во всех режимах работы приставки, потребляя ток около 0,6 А.

Поскольку даже если бы удалось найти и приобрести такую же микросхему взамен вышедшей из строя, её установка, по мнению автора, лишена практического смысла (то, что сгорело однажды, сгорит и во второй, и в третий раз); недостаточно просто устранить неисправность, нужно устранить причины её возникновения. Вероятно, интегральный стабилизатор KV3VC сгорел от перегрева — типичная неисправность современных цифровых устройств, стоит на первом месте по числу отказов устройств бытового и промышленного назначения (на втором месте — печатный монтаж, а вместе они "забирают" более 90 % от всех неисправностей, возникших не по причине неправильной эксплуатации).

Неисправную микросхему импульсного стабилизатора было решено заменить линейным стабилизатором с выходным напряжением 1,3 В на микро-

тел. 608-83-05
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

тел. 608-83-05
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

схеме КР142ЕН12А, схема которого показана на **рис. 1** (позиционные обозначения его деталей начинаются с префикса 1). Выходное напряжение задаётся резисторами 1R1, 1R2. Чем меньше сопротивление первого из них (при неизменном втором), тем меньше выходное напряжение. Конденсаторы 1С1, 1С2 — блокировочные. Диоды 1VD1—1VD3 защищают нагрузку от повреждения при неисправностях 1DA1. С учётом падения напряжения на соединительном проводе выходное напряжение стабилизатора получилось равным примерно 1,28 В.

Вход стабилизатора подключён к плавкой вставке F1 (**рис. 3**, красный провод), выход — к дросселю L4 (**рис. 4**, зелёный провод), а общий провод — к минусовой обкладке конденсатора С35 (рис. 4). Вместо диодов 1N4001 можно применить любые из КД208, КД243, КД247, 1N4002—1N4007.

Монтажная плата М3103-0С может применяться в других моделях DVB-T2 ресиверов. Поскольку автору ещё ни разу не попадались "холодные" DVB-T2 приставки (все они при работе сильно нагреваются), после окончания гарантийного срока желательно измерить и записать входные и выходные значения напряжения установленных на плате стабилизаторов, а также сфотографировать с обеих сторон монтажную плату так, чтобы были видны все надписи, это может пригодиться при ремонте вышедшего из строя устройства. Учитывайте, что на выходе импульсного интегрального стабилизатора могут одновременно формироваться несколько рабочих напряжений. Для улучшения охлаждения внутрь приставки можно установить небольшой "ноутбучный" вентилятор.

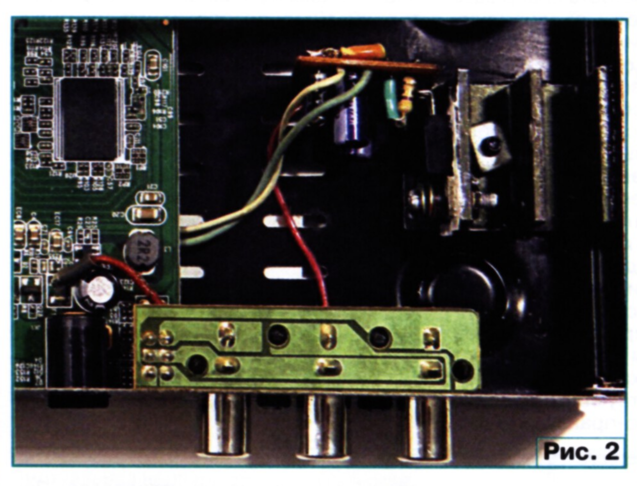


Рис. 2

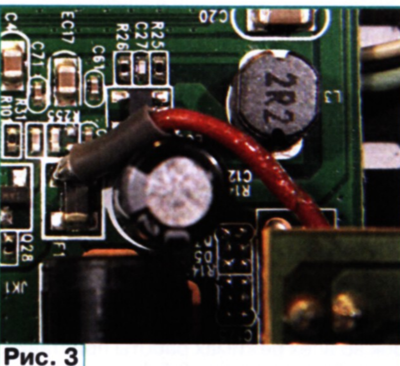


Рис. 3

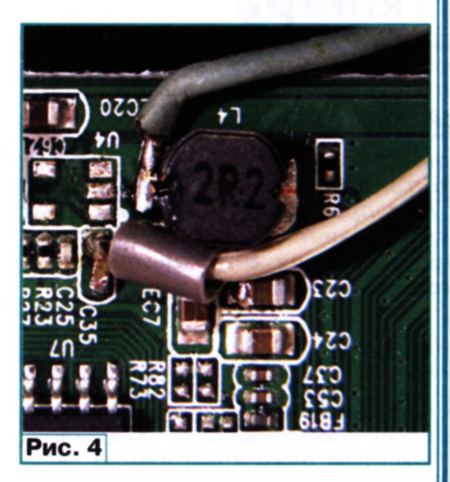


Рис. 4

Детали нового стабилизатора напряжения размещены на монтажной плате размерами 22×22 мм. Микросхема КР142ЕН12А установлена на ребристый дюралюминиевый теплоотвод, который плотно прижат к нижней и боковой стенкам металлического корпуса приставки. Поскольку теплоотводящий фланец микросхемы электрически соединён с выводом 2, она закреплена на теплоотводе через изолирующую прокладку, на крепёжный винт для изоляции надеты ПВХ-трубка и гетинаксовая шайба. Все сопрягаемые плоскости смазаны теплопроводной пастой. Вместо КР142ЕН12А можно установить КР142ЕН12Б или одну из импортных серии ***317 в корпусе ТО-220 (например, LM317, КА317). Назначение выводов всех названных микросхем одинаковое. Вид на монтаж стабилизатора и "начинку" приставки показан на **рис. 2**.

После ремонта потребляемый тюнером ток от источника питания составил около 0,75 А, это означает, что внешний комплектный импульсный блок питания с выходными параметрами, указанными в начале статьи, способен обеспечить питанием не только DVB-T2-приставку, но и подключённый к ней внешний жёсткий диск форм-фактора 2,5 дюйма. Если приставка оснащена встроенным в её корпус блоком питания, для уменьшения нагрузки на него и соответственно для уменьшения температуры внутри корпуса жёсткие диски 2,5" желательно питать от внешнего блока.

Модернизация АС 35АС-012 (S-90)—2

В. МАРЧЕНКО, г. Умань, Украина

Эта публикация является фактически продолжением статьи автора в журнале "Радио", 2014, № 8, с. 12—15. Дополнительные эксперименты показали целесообразность увеличения порядка фильтра НЧ в кроссовере АС при расширении рабочей полосы частот СЧ-головки. Это улучшило сопряжение полос СЧ и ВЧ при синфазном(!) включении всех головок АС, что благоприятно отразилось на звучании.

Практически все современные высококачественные акустические системы (АС) являются многополосными, т. е. состоящими из нескольких громкоговорителей (чаще всего из трёх), каждый из которых работает в своей полосе частот. Это обусловлено тем, что в силу ряда причин невозможно создать громкоговоритель, обладающий хорошими характеристиками в широкой полосе частот. Для распределения спектра звукового сигнала между громкоговорителями АС используют разделительные фильтры. Однако они оказывают существенное влияние на такие характеристики многополосной АС, как амплитудно-частотную (АЧХ), фазочастотную (ФЧХ), групповое время задержки (ГВЗ), характеристики направленности, распределение мощности входного сигнала между излучателями, входное сопротивление АС, уровень нелинейных искажений.

Создать разделительный фильтр, к которому предъявляются требования малой неравномерности суммарной АЧХ, линейности ФЧХ в полосе пропускания и высокой крутизны скатов АЧХ звеньев весьма не просто. Первое из этих требований обусловлено резким ухудшением характеристик динамических головок на краях их номинальной полосы частот. Особенно это относится к полосовым средне- и высокочастотным головкам, у которых перекрытие полос воспроизводимых частот, как правило, сравнительно невелико. Именно поэтому разделительные фильтры для этих головок должны обладать АЧХ с крутыми скатами: при октавном (относительно частоты разделения соседних полос) запасе по полосе воспроизводимых частот необходимо применять фильтры с крутизной ската АЧХ не менее 12 дБ на октаву. Простейший фильтр с крутизной 6 дБ на октаву можно использовать лишь в том случае, если запас по частоте не менее двух октав [1].

Указанное условие в полосах СЧ, ВЧ кроссовера акустической системы 35АС-012 (S-90) разработчиком соблюдено. Высокочастотная головка 10ГД-35 включена через фильтр третьего порядка (C1L2C8 на рис. 1 в первой части статьи) и обеспечивает затухание 18 дБ на октаву. Полосовой фильтр СЧ-головки 15ГД-11А состоит из двух звеньев — фильтра ВЧ второго порядка (C2L3) для ограничения полосы с затуханием 12 дБ на октаву и фильтра НЧ первого порядка (L4) для подавления полосы ВЧ. Фильтр первого порядка состоит из одного реактивного элемента (катушки индуктивности) и обеспечивает затухание 6 дБ на октаву. Такой фильтр удовлетворяет требованиям при работе с обычной головкой 15ГД-11А, имеющей естественный резкий спад в АЧХ звукового давления с 4,5 кГц. Если же головка имеет более широкую частотную полосу, то необходимо принять меры либо по повышению частоты среза, либо по изменению порядка фильтра.

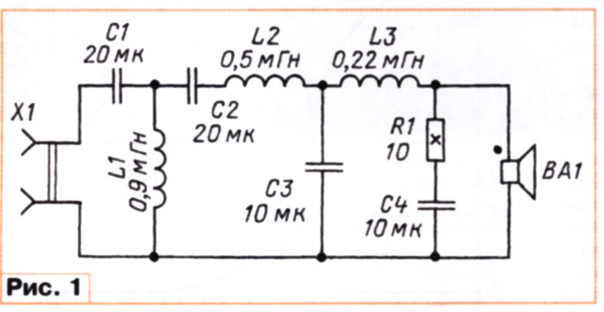


Рис. 1

Среднечастотная динамическая головка 15ГД-11А (20ГДС-1-8) с дополнительным звукоизлучающим рупором имеет лучшие характеристики по сравнению с обычной; верхняя граница воспроизводимых частот достигает 10 кГц вместо 4,5 кГц (рис. 3,а и 5 в первой части статьи). Тем самым увеличивается и зона её совместного действия с высокочастотным излучателем 10ГД-35, что может привести к пикам и провалам в АЧХ громкоговорителя из-за различных фазовых характеристик динамических головок и несколько худшему воспроизведению сцены (стереообразов). Причина этого заложена в конструкции фильтра акустической системы 35АС-012 (S-90), не предусмотренного для СЧ-головки, работающей в полосе до 10 кГц.

Для повышения частоты разделения между СЧ- и ВЧ-излучателями до 10 кГц можно изменить фильтр по примеру авторов статьи [2]. Отодвинув частоту раздела ВЧ-фильтра от частоты основного резонанса высокочастотной головки 10ГД-35, улучшают качество её звучания. Режекторный фильтр (L5C12) в таком случае не применяется. Однако доработанная таким образом АС при хорошей АЧХ обладает и весьма существенным недостатком — заметно ухудшенной характеристикой направленности из-за повышения частоты разделения до 10 кГц [3].

Характеристика направленности, наряду с АЧХ звукового давления, является наиболее информативной с точки зрения оценки качества звучания АС. При некоторой частоте длина звуковой волны становится соизмерима с размером диффузора и даже меньше его. На практике это проявляется как сужение диаграммы направленности динамической головки с повышением частоты. То есть чем выше частота, тем ближе к оси головки должен находиться слушатель, чтобы услышать высокие частоты. Так, для диффузора диаметром 125 см максимальная частота (по расчёту), на которой диаграмма акустического излучения сжимается до узкого луча, равна 3316 Гц, поэтому частоту разделения СЧ- и ВЧ-головок не выбирают более 6...8 кГц.

В инструкции по эксплуатации динамической головки 15ГД-11Б производитель, завод "Красный луч", рекомендует включать её через разделительный фильтр, обеспечивающий затухание не менее 9 дБ на октаву, и приводит принципиальную электрическую схему — **рис. 1**. Здесь фильтр НЧ состоит из катушек индуктивности L2 и L3 номиналом 0,5 мГн и 0,22 мГн соответственно, а также конденсатора С3 ёмкостью 10 мкФ и имеет третий порядок с затуханием 18 дБ на октаву. Эта же схема НЧ-звена полосового фильтра реализована для головки 20ГДС-1Л-8 в акустической системе 35АС-001 "Кливер".

Для изменения порядка НЧ-звена полосового фильтра 35АС-012 с первого на третий его дополняют конденсатором С13 номиналом 10 мкФ и катушкой индуктивности L6 — 0,22 мГн, как показано на схеме АС **рис. 2**. Таким образом, головки 10ГД-35 и 15ГД-11А разделяют высокочастотный фильтр третьего порядка C1C10L2 и низкочастотный фильтр третьего порядка L4L6C13. На частоте среза фильтр НЧ третьего порядка даёт запаздывание по фазе на 135°, а фильтр ВЧ — опережение на 135°. В результате на частоте разделения при сложении в фазе и противофазе сигналы суммируются со сдвигом в 90°. Суммарная АЧХ получается плоской. Сложение в фазе предпочтительнее, поскольку даёт меньшие фазовые искажения. Поэтому головку 10ГД-35 включают синфазно с головкой 15ГД-11А (рис. 2). Скаты АЧХ третьего порядка имеют крутизну 18 дБ на октаву. С увеличением крутизны скатов сокращается область совместного излучения и ослабляется влияние задержек на суммарную АЧХ.

Катушку индуктивности номиналом 0,22 мГн можно применить готовую от старой АС или намотать 115 витков медного обмоточного провода толщиной (по лаку) 0,8 мм на пластиковом

РАДИО®
ЗВУКОТЕХНИКА
тел. 608-83-05
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

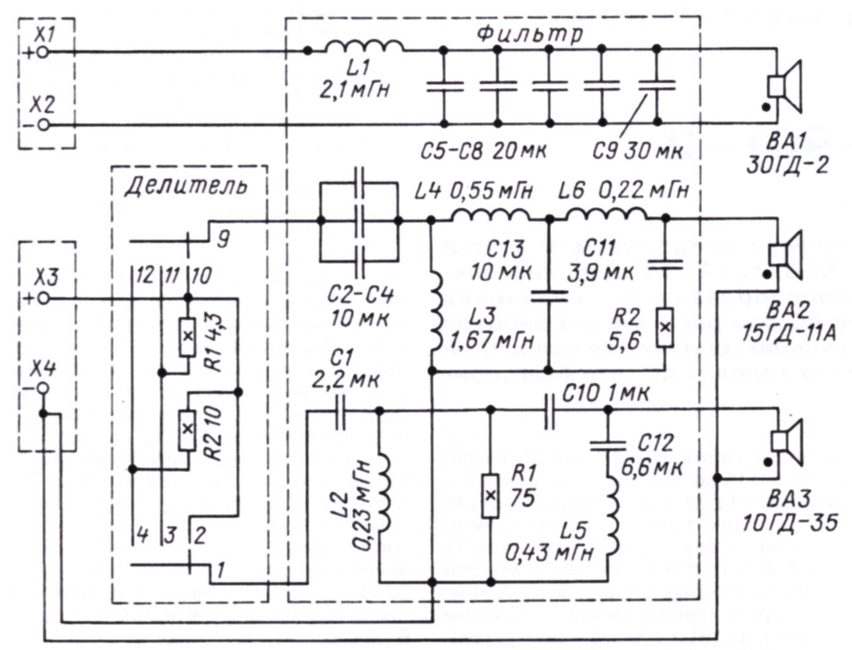


Рис. 2

каркасе диаметром 27 мм при ширине намотки 15 мм. Использовать провод меньшего диаметра не рекомендуется, поскольку в таком случае сопротивление катушки будет более 5 % сопротивления головки, что нежелательно. Провод большего сечения труднее наматывать. Для катушки можно применить каркас другого размера, оптимального по отношению индуктивности катушки к её сопротивлению. Рассчитать катушку индуктивности можно "онлайн" [4]. Конденсатор выбирают на номинальное напряжение не менее 160 В, например, К73-11, К73-16, МБГО-2, МБМ (можно несколько соединённых параллельно) или иного типа из рекомендуемых для аудиоустройств.

В отличие от НЧ-головок, у которых частота основного резонанса находится внутри воспроизводимой ими полосы частот, резонансные частоты СЧ- и ВЧ-головок, как правило, лежат ниже воспроизводимой полосы, и чем ниже, тем лучше. Поэтому при снятии АЧХ громкоговорителя по звуковому давлению (скользящим тоном) резонансные свойства СЧ- и ВЧ-головок никак не проявляются. Реальный звуковой сигнал носит иной характер — часто с широким частотным и динамическим диапазоном. Поэтому при резком уменьшении сигнала возникают условия для продолжения колебаний на частоте механического резонанса. Таким образом, резонансные свойства СЧ- и ВЧ-головок могут существенно влиять на качество звуковоспроизведения. Переходные искажения обусловлены высокой добротностью подвижной системы головки на частоте основного резонанса, они особенно заметны на слух на средних частотах, придавая звучанию металлический оттенок и лишая его прозрачности.

Добротность СЧ-головки можно снизить применением панели акустического сопротивления, что недостижимо с

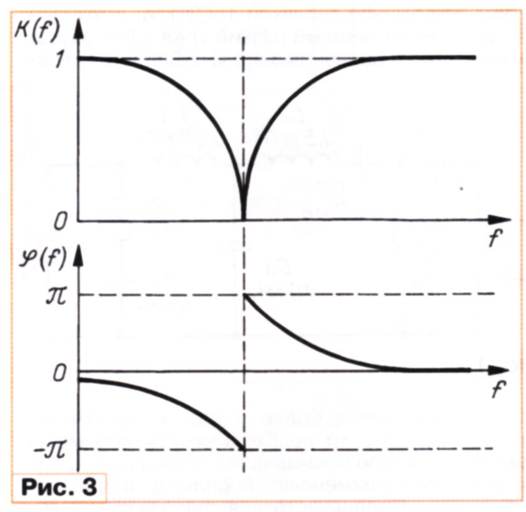


Рис. 3

ВЧ-головкой, для ослабления резонанса которой используют режекторный фильтр (L5C12), его элементы, в отличие от ПАС, влияют на ФЧХ — **рис. 3**. Применение в полосовом фильтре СЧ-головки фильтра НЧ третьего порядка позволит ослабить и это негативное влияние режекторного звена на суммарную ФЧХ и АЧХ в зоне режекции.

Описанный фильтр предоставляет возможность применить в АС и другую СЧ-головку, подходящую по мощности, чувствительности и установочным размерам. Необходимо лишь подобрать RC-цепь (R2C11). При использовании головок с большей чувствительностью необходимо включить в цепь ещё и резистор.

Например, с целью повышения качества воспроизведения 35АС-012 и их модификаций многие радиолюбители вместо динамической головки 15ГД-11А (8 Ом) устанавливают 4ГД-8Е или 5ГДШ-5-4 (4ГД-53) сопротивлением 4 Ом, полоса воспроизводимых частот которых намного шире. Чтобы разгрузить головку мощностью 4...5 Вт, выровнять чувствительность и согласовать с разделительным фильтром, последовательно с ней включают резистор сопротивлением 4...5 Ом и мощностью рассеивания 8...10 Вт. Мощность, подводимая к головке, снизится в четыре раза, но громкость звучания не станет заметно меньше. Связано это с тем, что КПД головок 4ГД-8Е и 5ГДШ-5-4 намного выше, чем у 15ГД-11.

Для субъективной экспертизы полосового фильтра (НЧ-звена) схему можно дополнить двумя тумблерами: один — для переключения крутизны спада, другой — для отключения режекторного звена. Во время проигрывания музыкальных программ тумблеры поочерёдно переключают и выбирают наиболее верное звучание инструментов.

Сравнительное прослушивание АС с НЧ-звеном разного порядка полосового фильтра показало, что предпочтительней третий порядок. Особых слышимых различий в звучании почти не проявляется. Однако в полосе разделения звучание с фильтром первого порядка немного ярче выражено, СЧ-излучатель как бы "приближается" к ВЧ-головке. Это обусловлено тем, что такой фильтр имеет малую крутизну ската, и СЧ-головка имеет возможность работать на ВЧ-составляющих. Сигнал, излучаемый головками в фазе, складывается и усиливается, в противофазе — наоборот.

Влияние режекторного фильтра на качество звучания в сторону ухудшения не прослушивается. Мнение радиолюбителей о том, что режекторный фильтр вносит искажения, которые проявляются в снижении звукового давления в верхней части полосы СЧ, в моём случае не подтвердилось.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Валентин и Виктор Лексины**. Однополосный или многополосный? — Радио, 1981, № 4, с. 35—38.

2. **Жагирновский М., Шоров В.** Улучшения звучания 35АС-1 и её модификаций. — Радио, 1987, № 8, с. 29, 30.

3. **Передереев И.** Доработка 35АС-015 на основе лестничного фильтра. — Радио, 1990, № 4, с. 57, 58.

4. Расчёт катушки индуктивности. — URL: **http://www.aie.sp.ru/Calculator_inductance_coil.html** (22.09.15).

Тонкомпенсированный регулятор громкости с переменным резистором без отводов

Б. ДЕМЧЕНКО, г. Киев, Украина

Автором предложен вариант тонкомпенсированного регулятора громкости на переменном резисторе без отводов, но с катушкой индуктивности. Расчётные значения элементов регулятора для различных диапазонов регулирования громкости приведены в табличной форме.

Важно отметить, что АЧХ передачи регулятора при разных значениях уровня громкости должны соответствовать кривым равной громкости для конкретного слушателя. Это можно достигнуть при наличии или при введении в тракт звуковоспроизведения регулятора чувствительности, приводящего уровень тонкомпенсации в соответствие субъективным оценкам.

В различной звуковоспроизводящей аппаратуре широкое применение находят потенциометрические тонкомпенсированные регуляторы громкости (РГ) на переменных резисторах с отводами и нелинейной зависимостью сопротивления от угла поворота (группа В). Одним из недостатков применения таких резисторов является их дефицитность. Другой недостаток — отклонение фактических АЧХ тонкомпенсации от кривых равной громкости, которое особенно велико в низкочастотной и высокочастотной областях спектра ЗЧ и позволяет поднять относительные уровни в этих областях не более чем на 15...20 дБ. И третий недостаток — искажение формы АЧХ, а именно — смещение корректирующего подъёма в сторону средних частот. Это же отмечается в [1].

Рассматриваемый здесь тонкомпенсированный РГ на переменном резисторе группы В без отводов (схема регулятора для одного канала

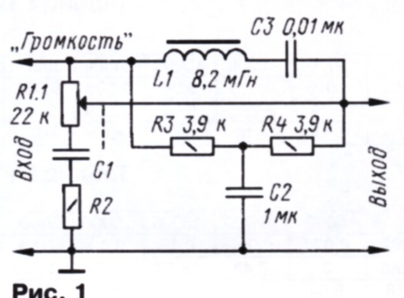


Рис. 1

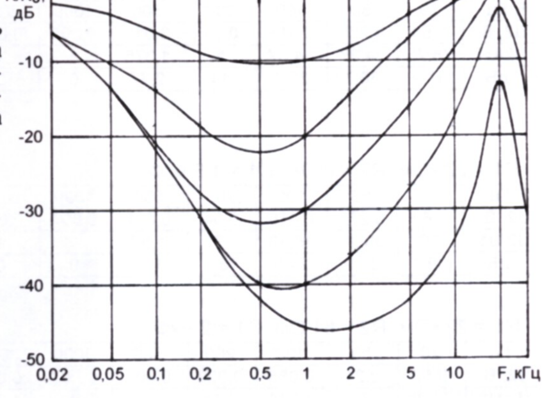


Рис. 2

Таблица 1

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000
УЗД (дБ)	69,6	44	28,4	15,5	3,4	0	1,8	1,4	14,4	20	>30

Таблица 2

R1 = 22 кОм, R2 = 200 Ом, C1 = 1 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,7	0,34	0,15	0,054	0,018	0,016	0,026	0,064	0,15	0,37	0,72	0,24
U2/U1	43,75	21,25	9,375	3,375	1,125	1	1,625	4	9,375	23,13	45	15
дБ	32,8	26,5	19,4	10,6	1,02	0	4,22	12	19,4	27,3	33,1	23,5

Таблица 3

R1 = 22 кОм, R2 = 100 Ом, C1 = 1 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000
U2, В	0,74	0,37	0,16	0,056	0,016	0,013	0,016	0,036	0,084	0,22	0,62
U2/U1	56,92	28,46	12,3	4,3	1,23	1	1,23	2,77	6,46	16,92	47,69
дБ	35,1	29,1	21,8	12,7	1,8	0	1,8	8,85	16,2	24,6	33,6

Таблица 4

R1 = 47 кОм, R2 = 100 Ом, C1 = 1 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000
U2, В	0,68	0,32	0,135	0,041	0,009	0,01	0,016	0,036	0,086	0,22	0,62
U2/U1	68	32	13,5	4,1	0,9	1	1,6	3,6	8,6	22	62
дБ	36,7	30,1	22,6	12,3	−0,92	0	4,08	11,1	18,7	26,8	35,8

Таблица 5

R1 = 22 кОм, R2 = 51 Ом, C1 = 1 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,74	0,37	0,16	0,056	0,016	0,012	0,012	0,022	0,053	0,135	0,48	0,08
U2/U1	61,66	30,83	13,33	4,66	1,33	1	1	1,83	4,42	11,25	40	6,66
дБ	35,8	29,8	22,5	13,4	2,48	0	0	5,25	12,9	21	32	16,5

Таблица 6

R1 = 22 кОм, R2 = 27 Ом, C1 = 1мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,73	0,36	0,16	0,056	0,016	0,011	0,011	0,017	0,038	0,095	0,39	0,051
U2/U1	66,36	32,73	14,54	5,09	1,45	1	1	1,545	3,45	8,63	35,45	4,63
дБ	36,4	30,3	23,3	14,1	3,23	0	0	3,78	10,8	18,7	31	13,3

Таблица 7

R1 = 22 кОм, R2 = 0 Ом, C1 = 1 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,74	0,37	0,16	0,057	0,016	0,01	0,01	0,01	0,016	0,033	0,17	0,016
U2/U1	74	37	16	5,7	1,6	1	1	1	1,6	3,3	17	1,6
дБ	37,4	31,4	24,1	15,1	4,08	0	0	0	4,08	10,4	24,6	4,08

Таблица 8

R1 = 22 кОм, R2 = 51 Ом, C1 = 1,5 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,63	0,275	0,114	0,039	0,011	0,008	0,01	0,021	0,052	0,13	0,48	0,08
U2/U1	78,75	34,37	14,25	4,875	1,375	1	1,25	2,625	6,5	16,25	60	10
дБ	37,9	30,7	23,1	13,8	2,77	0	1,94	8,38	16,3	24,2	35,6	20

Таблица 9

R1 = 22 кОм, R2 = 27 Ом, C1 = 1,5 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,63	0,275	0,115	0,04	0,011	0,008	0,008	0,0155	0,036	0,092	0,39	0,055
U2/U1	78,75	34,37	14,37	5	1,375	1	1	1,937	4,5	11,5	48,75	6,875
дБ	37,9	30,7	23,1	14	2,77	0	0	5,74	13,1	21,2	33,8	16,7

Таблица 10

R1 = 22 кОм, R2 = 0 Ом, C1 = 1,5 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,63	0,275	0,115	0,04	0,011	0,007	0,065	0,008	0,016	0,04	0,205	0,022
U2/U1	90	39,28	16,43	5,71	1,57	1	1	1,14	2,285	5,64	29,28	3,14
дБ	39,1	31,9	24,3	15,1	3,92	0	0	1,14	7,18	15	29,3	9,94

Таблица 11

R1 = 22 кОм, R2 = 51 Ом, C1 = 2 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,52	0,21	0,085	0,029	0,008	0,007	0,009	0,021	0,052	0,13	0,48	0,08
U2/U1	74,28	30	12,14	4,14	1,14	1	1,286	3	7,43	18,57	68,57	11,43
дБ	37,4	29,5	21,7	12,3	1,14	0	2,18	9,54	17,4	25,4	36,7	21,2

показана на **рис. 1**) при существенном ослаблении сигнала по уровню позволяет поднять крайние низкие и высокие частоты на 30...40 дБ и приблизить форму АЧХ регулятора к кривой равной громкости.

Примем уровни звукового давления согласно кривым равной громкости по стандарту ГОСТ Р ИСО 226-2009 [2]. За начальный уровень громкости, соответствующий уровню громкости 20 фон на частоте 1 кГц и нижнему положению движка переменного резистора R1, установим значение 0 дБ. Тогда, согласно ГОСТу, уровни звукового давления (УЗД) в полосе звуковых частот должны соответствовать приведённым в **табл. 1**.

Для измерений на вход регулятора подан синусоидальный сигнал размахом 1 В во всей полосе звуковых частот. Проведены измерения при изменении номиналов элементов C1 и R2. Контур L1C3 настроен в резонанс на частоту 20 кГц. В качестве индуктивности L1 использована фабричная гантельная катушка индуктивностью 8,2 мГн. Регулятор проверен также и с катушкой из 80 витков обмоточного провода диаметром 0,25—0,41 мм, намотанных на кольце из феррита М2000НМ типоразмера К20×12×6. Результаты измерений — те же. Можно использовать кольцо М2000НМ типоразмера К10×6×3, расчётное число витков — 115.

Результаты измерений размаха выходного напряжения U2 и отношения выходного напряжения к его значению U1 на частоте 1 кГц, а также уровней звукового давления при различных значениях C1 и R2 приведены в **табл. 2—14**.

Для одного из вариантов РГ с номиналами элементов R1=22 кОм, R2 = 0, C1 = 2 мкФ были измерены АЧХ передачи для разных уровней затухания. Шаг затухания 10 дБ на частоте f = 1 кГц определялся положением движка переменного резистора R1. Результаты измерений затухания на различных частотах звукового спектра относительно входного сигнала приведены в **табл. 15**. В данной комбинации элементов подъём при минимальной громкости составил 40 дБ на частоте 20 Гц и 33 дБ на частоте 20 кГц. Диапазон регулирования громкости на частоте 1 кГц составил 46 дБ. Соответствующие кривые АЧХ РГ показаны на графиках **рис. 2**.

В результате рассмотрения полученных данных можно сделать следующие выводы. Полученные формы АЧХ РГ близки к кривым равной громкости.

Таблица 12

R1 = 22 кОм, R2 = 27 Ом, C1 = 2 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,51	0,21	0,084	0,028	0,008	0,006	0,006	0,013	0,032	0,085	0,36	0,05
U2/U1	85	35	14	4,66	1,33	1	1	2,16	5,33	14,16	60	6,25
дБ	38,6	30,9	22,9	13,4	2,48	0	0	6,69	14,5	23	35,6	15,9

Таблица 13

R1 = 22 кОм, R2 = 0 Ом, C1 = 2 мкФ

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,52	0,215	0,086	0,029	0,008	0,005	0,005	0,008	0,018	0,044	0,23	0,027
U2/U1	104	43	17,2	5,8	1,6	1	1	1,6	3,6	8,8	46	5,4
дБ	40,3	32,7	24,7	15,3	4,08	0	0	4,08	11,1	18,9	33,3	14,6

Таблица 14

R1 = 22 кОм, R2 = 27 Ом, C1 = 2 мкФ, среднее положение движка переменного резистора R1

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
U2, В	0,5	0,3	0,195	0,115	0,072	0,1	0,18	0,44	0,74	0,92	0,96	0,88
U2/U1	5	3	1,95	1,15	0,72	1	1,8	4,4	7,4	9,2	9,6	8,8
дБ	14	9,54	5,8	1,21	−2,85	0	5,11	12,9	17,4	19,3	19,6	18,9

Таблица 15

F, Гц	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	15000	20000	30000
K_1, дБ	−1,94	−3,35	−6,02	−8,87	−10,5	−10	−8,4	−3,88	−0,91	0	0	−0,72
K_2, дБ	−6	−10,5	−14	−19,2	−23,3	−20	−14,4	−6,74	−2,16	−0,35	0	−1,11
K_3, дБ	−6	−13,6	−20,7	−27,7	−33,2	−30	−24,4	−15,9	−8,87	−3,1	−0,44	−5,68
K_4, дБ	−6	−13,6	−21,5	−31,1	−40	−40	−35,4	−26,7	−19	−11,1	−2,85	−14,9
K_5, дБ	−6	−13,4	−21,3	−30,8	−41,9	−46	−46	−41,9	−34,9	−27,1	−12,8	−31,4

Меньшие значения сопротивления резистора R2 сдвигают подъём высоких частот в сторону высоких частот и больше соответствуют кривым равной громкости. Кроме этого, большие значения ёмкости конденсатора C1 (1,5 и 2 мкФ) и меньшие значения сопротивления резистора R2 (27 Ом и 0 Ом — перемычка) увеличивают частотную коррекцию и расширяют диапазон регулирования громкости. В регуляторе громкости можно применить переменный резистор R1 группы В, например, СП3-12 или СП3-30б, и конденсаторы К73-17 (C1—C3).

Некоторым недостатком регуляторов такого типа является уменьшение диапазона регулирования громкости.

Этот РГ может быть встроен в устройство (УМЗЧ и АС), обеспечивающее соответствие звукового давления кривым равной громкости. Если же это не обеспечивается, то следует включить в тракт, помимо РГ, и регулятор чувствительности, приводящий уровень сигнала к номинальному, чтобы тонкомпенсация соответствовала кривым равной громкости при соответствующем звуковом давлении (уровне громкости).

Регулятор громкости, АЧХ которого приведены на рис. 2, был встроен в активную АС. Благодаря достаточной тонкомпенсации низкие и высокие частоты отчётливо слышны даже при минимальной громкости.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Федичкин С.** Тонкомпенсированный регулятор громкости. — Радио, 1984, № 9, с. 43, 44.

2. ГОСТ Р ИСО 226-2009. Акустика. Стандартные кривые равной громкости. — URL: **http://protect.gost.ru/document.aspx?control=7&baseC=6&page=2&month=8&year=2010&search=&id=175579** (13.04.15).

НОВОСТИ ВЕЩАНИЯ

Раздел ведёт В. ГУЛЯЕВ, г. Астрахань

РОССИЯ

МОСКВА. Президент "Европейской медиагруппы" (ЕМГ) Екатерина Тихомирова уведомила сотрудников радиостанции "Кекс FM" о том, что вещание на московской частоте 89,9 МГц завершается в связи с её продажей. При этом радиостанция продолжит работу в Санкт-Петербурге, а также онлайн в рамках мультимедийного проекта (источник — URL: **https://lenizdat.ru/articles/1133164/** (21.10.15)).

Одна из наиболее популярных в России радиостанций "Радио Рекорд" прекращает трансляции на московской частоте 98,4 МГц, принадлежащей "Европейской медиагруппе" (ЕМГ). Сейчас ЕМГ продаёт эту частоту, и "Радио Рекорд" ищет нового партнёра для ретрансляции в Москве.

"Радио Рекорд" — одна из наиболее популярных станций в стране, сейчас она на четвёртом месте из 30 петербургских радиостанций и на 15-м месте среди федеральных. В столице "Радио Рекорд" занимает лишь 26-е место среди 51 станции (источник — URL: **http://www.kommersant.ru/doc/2836493** (21.10.15)).

***Примечание**. Время всюду — UTC. Время MSK = UTC + 3 ч.*

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ. "Радио Балтика" в новом формате официально запускается 12 октября 2015 г. Об этом объявил генеральный директор группы компаний News Media Арам Габрелянов.

"Радио Балтика" была создана в 1990 г. как первая частная радиостанция с российским капиталом. Вещание станция начала в 1991 г. в диапазоне средних волн. Сначала в эфире звучала и англоязычная, и российская музыка, однако уже в 1994 г. "Радио Балтика" стала ориентироваться только на русскоязычную музыку. Большую популярность станция завоевала в дни августовского путча 1991 г. Тогда она оказалась одним из немногих средств массовой информации в Санкт-Петербурге, способным постоянно и оперативно сообщать последние известия о событиях в стране (источник — URL: **http://jourdom.ru/news/77372** (21.10.15)).

АЛТАЙ. Филиал РТРС "РТПЦ Республики Алтай" смонтировал передающие антенны FM-диапазона для трансляции радиостанции "Радио России" в населённых пунктах Кош-Агач, Улаган, Усть-Кокса и Усть-Кан. Переход вещания со средневолнового на УКВ-диапазон запланирован на конец 2015 г. (источник — URL: **http://gorny.rtrn.ru/news/read/73/** (21.10.15)).

АСТРАХАНЬ. 25 сентября филиал РТРС "Астраханский ОРТПЦ" начал трансляцию радиостанции "Ретро FM" на частоте 91,4 МГц взамен программы "Спорт FM" (источник — URL: **http://astrakhan.rtrs.ru/news/read/114/** (21.10.15)).

ВЛАДИМИРСКАЯ ОБЛ. К региональной сети радиостанции "Такси FM" присоединились сразу три города области:

— г. Александров, частота вещания — 107,6 МГц;

— г. Кольчугино, частота вещания — 101 МГц;

— г. Гусь-Хрустальный, частота вещания — 104,6 МГц (источник — URL: **http://www.krutoymedia.ru/news/2832.htm** (21.10.15)).

ВОЛОГОДСКАЯ ОБЛ. Радиостанция "Наше радио" выиграла конкурс на право вещания в крупнейшем городе Вологодчины — Череповце, родине рокбарда Александра Башлачёва, на частоте 105,4 МГц (источник — URL: **http://nsn.fm/hots/nashe-radio-na-rodine-bashlachyeva-vyigran-konkurs-v-cherepovtse-.php** (21.10.15)).

ЕВРЕЙСКАЯ АО. На вопрос автора рубрики о местном вещании ответил начальник отдела эксплуатации филиала РТРС "РТПЦ ЕАО" Слоним А. В.: "В настоящее время вещание программ "Радио России" с местными врезками ГТРК "Бира" осуществляется в с. Биджан (частота вещания — 70,07 МГц, мощность передатчика — 4 кВт), в с. Амурзет (частота вещания — 101,3 МГц, мощность передатчика — 100 Вт), в

тел. 607-88-18
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru тел. 607-88-18

г. Биробиджане (частота вещания — 67,88 МГц, мощность передатчика — 4 кВт). Радиостанция "Маяк" выходит в эфир в г. Биробиджане на частоте 103,4 МГц (мощность передатчика — 500 Вт). В средневолновом диапазоне вещание остановлено в связи с отсутствием компании-вещателя. В других диапазонах вещания у филиала нет".

ИРКУТСК. На частоте 88,5 МГц появилась радиостанция "Радио Вера" (сайт радиостанции **http://radiovera.ru**). В основе информационного вещания лежат авторские программы и рассказы о страницах истории, семейных традициях, благотворительности, примерах самоотверженности и героизме, самых обычных житейских радостях. Основу музыкального эфира радиоканала составляют современные и классические инструментальные композиции, неагрессивные русскоязычные баллады, романсы и бардовские песни (источник — URL: **http://i38.ru/media-obichnie/radio-vera-nachalo-veschat-v-irkutske** (21.10.15)).

КАЛМЫКИЯ. С 1 октября в эфире легендарной радиостанции "Маяк" спустя 15 лет вновь начинает своё вещание "Радио Калмыкии". Информационные блоки с новостями региона будут выходить пять раз в день, в конце каждого часа с 05.50. Также в эфире "Радио Калмыкии" можно будет услышать актуальные интервью и тематические программы. Трансляция идёт на частоте 102,2 МГц (источник — URL: **http://vesti-kalmykia.ru/society/17183-novosti-kalmykii-na-volnah-mayaka.html** (21.10.15)).

КАРЕЛИЯ. 1 октября филиал РТРС "РТПЦ Республики Карелия" начал трансляцию местных программ ГТРК "Карелия" в эфире радиостанции "Маяк" на частоте 107,9 МГц в г. Петрозаводске. Охват сигналом составляет около 50 % населения республики (источник — URL: **http://karelia.rtrs.ru/news/read/316/** (21.10.15)).

КРАСНОДАРСКИЙ КРАЙ. 6 октября 2015 г. началось вещание "Радио Романтика" в г. Кропоткине на частоте 91,9 МГц (источник — URL: **http://www.vkpm.ru/?an=news-page&uid=101161** (21.10.15)).

МОРДОВИЯ. В начале октября филиал РТРС "РТПЦ Республики Мордовия" начал трансляцию радиостанции "Юмор FM" в г. Саранске. Вещание ведётся на частоте 104,9 МГц. Сигнал передатчика мощностью 1 кВт могут принимать 47 % населения республики (источник — URL: **http://moris.rtrn.ru/news/read/95/** (21.10.15)).

НОВОСИБИРСК. Радиостанция "Радио 7", работавшая в г. Новосибирске с 1 июля 2007 г. по 30 ноября 2011 г. на частоте 105,7 МГц, после четырёхлетнего перерыва вернулась в городской УКВ-эфир. С 25 сентября 2015 г. "Радио 7" можно слушать на частоте 92,8 МГц вместо ранее транслировавшейся здесь радиостанции "Спорт FM". В эфире — лучшая подборка музыки 70, 80 и 90-х годов, авторские радиопередачи, выпуски новостей (источник — URL: **http://novosibirsk.rtrn.ru/news/read/325/** (21.10.15)).

"Радио России" (с включениями местной ГТРК "Новосибирск") с 1 октября 2015 г. перешло на частоту 97,8 МГц. Ранее транслировавший эти программы передатчик мощностью 4 кВт на частоте 67,88 МГц отключён. Считается, что в диапазоне 88...108 МГц аудитория слушателей будет больше, хотя мощность нового передатчика всего 1 кВт (источник — URL: **http://novosibirsk.rtrn.ru/news/read/327/** (21.10.15)).

ПРИМОРСКИЙ КРАЙ. С 17 октября по решению ВГТРК филиал РТРС "Приморский КРТПЦ" начал трансляцию радиостанции "Маяк" на частоте 88,8 МГц в г. Владивостоке. Вещание на частоте 69,68 МГц прекращено.

Вещание на частоте 106 МГц в г. Уссурийске начинает радиостанция "Радио России" (источник — URL: **http://vladivostok.rtrs.ru/news/read/221/** (21.10.15)).

САРАТОВ. В первых числах октября к сети "Радио Романтика" присоединился г. Саратов — один из крупнейших городов юга России. Здесь станцию можно слушать на частоте 90,2 МГц (источник — URL: **http://www.vkpm.ru/?an=news-page&uid=101161** (21.10.15)).

ТВЕРСКАЯ ОБЛ. Вещание "Радио Дача" началось 16 октября в пгт Максатиха, частота вещания — 98,7 МГц (источник — URL: **http://www.krutoymedia.ru/news/2872.htm** (21.10.15)).

ТУЛА. "Дорожное радио", добро пожаловать домой!" Именно так встретили туляки сообщение о том, что с 1 октября 2015 г. на частоте 90,7 МГц начала работать любимая станция. В диапазоне 88...108 МГц областного центра — 14 радиостанций, а подобной "Дорожному радио" до этого дня не было (источник — URL: **http://www.radioportal.ru/news/novosti-kompaniy/dorozhnoe-radio-zazvuchalo-v-irkutske-i-tule** (21.10.15)).

ТЮМЕНСКАЯ ОБЛ. 15 октября 2015 г. радиостанция "Наше радио" начала вещание в историческом центре освоения Сибири — г. Тобольске на частоте 99,1 МГц (источник — URL: **http://nsn.fm/hots/nashe-radio-teper-i-v-tobolske-.php** (21.10.15)).

УДМУРТИЯ. В г. Ижевске на частоте 104,9 МГц появилась радиостанция "Вести FM". На этой частоте можно слушать и включения местной ГТРК "Удмуртия". Все новости Удмуртии и её столицы можно слушать ежедневно по будням в 02.45, 03.45, 04.45, 07.45, 08.45, 09.45, 12.45, 13.45, 14.45, 15.45. Ежедневно в 08.47 в эфире — программа "Точка зрения" (источник — URL: **http://www.udmtv.ru/news/v_izhevske_startovalo_veshchanie_gtrk_udmurtiya_na_radio_vesti_fm/** (21.10.15)).

ХАБАРОВСКИЙ КРАЙ. На вопрос автора рубрики о вещании в диапазонах длинных, средних и коротких волн на территории Дальнего Востока ответила Ирина Александровна Тульментьева, начальник отдела оперативного управления сетью филиала РТРС "Дальневосточный РЦ": "На территории Хабаровского края остался единственный передатчик диапазона средних волн, работающий на частоте 1224 кГц. Он находится в с. Красное Николаевского района Хабаровского края, мощность — 5 кВт. Он транслирует программу "Радио России" с местными включениями ГТРК "Дальневосточная". На Камчатке в связи с отказом ВГТРК от использования и оплаты технических средств на территории Камчатского края полностью прекращено вещание государственных радиостанций в СВ, ДВ и КВ-диапазонах".

ЗАРУБЕЖНОЕ ВЕЩАНИЕ

ВАТИКАН. Расписание трансляций "Радио Ватикана" на русском языке в зимнем вещательном сезоне:

— с 09.30 до 10.50 — на частотах 15595, 17590 кГц (литургия по религиозным праздникам и в воскресенье);

— с 13.30 до 14.00 — на частотах 1260, 9695, 11875 кГц;

— с 17.10 до 17.40 — на частотах 6185, 7360 кГц.

КОРЕЯ ЮЖНАЯ. Радиостанция "KBS World Radio" на русском языке в зимнем сезоне транслирует ежедневные программы с 13.00 на частоте 9645 кГц и с 18.00 на частоте 7235 кГц, их продолжительность — 1 ч.

В 14.00, 17.30, 20.00, 02.00, 06.30 и 10.30 ежедневно в 22.30 (кроме пятницы) транслируются специальные укороченные выпуски для Москвы и Подмосковья на частоте 738 кГц (сеть "World Radio Network") (источник — URL: **http://world.kbs.co.kr/russian/about/about_notice_view.htm?No=11683** (21.10.15)).

РУМЫНИЯ. Русская служба "Интер Радио Румынии" выходит в эфир три раза в день:

— с 05.30 до 05.56 — на частотах 5940 (DRM) и 7320 кГц;

— с 14.00 до 14.56 — на частотах 9880 и 11985 кГц;

— с 16.00 до 16.27 — на частотах 5930 (DRM) и 9810 кГц.

Трансляции на украинском языке:

— с 16.00 до 16.26 — на частоте 5955 кГц;

— с 18.00 до 18.26 — на частоте 5945 кГц;

— с 20.00 до 20.26 — на частоте 6030 кГц.

США/АЛЯСКА. На сайте Русской службы радиостанции KNLS ("The New life station") выложено расписание трансляций на зимний сезон:

— в 09.00, 11.00 и 15.00 — на частоте 9680 кГц;

— в 16.00 и 17.00 — на частоте 6190 кГц.

Продолжительность программ — 1 ч (источник — URL: **http://www.knls.net/rus/schedule.htm** (21.10.15)).

ТАЙВАНЬ. "Международное радио Тайваня" вещает на русском языке ежедневно:

— с 11.00 до 12.00 — на частоте 11985 кГц для Дальнего Востока;

— с 14.00 до 15.00 — на частоте 9590 кГц для Урала и Средней Азии;

— с 17.00 до 18.00 — на частоте 9800 кГц для европейской части России.

Хорошего приёма и 73!

Радиоприёмник PL-660 и его доработка. Часть 3

ХАЙО ЛОХНИ, Германия/Россия, г. Гай Оренбургской обл.

Повышение избирательности

Этот раздел посвящён улучшению неудовлетворительной избирательности PL-660. Надо вспомнить о том, что она складывается не только из АЧХ фильтров, но и ещё из шума гетеродинов. Этот шум "ляжет" на все сигналы и "на плечах" сильных может проникнуть в канал приёма и "закрыть" слабый сигнал.

После доработки S-2000 я проанализировал схемы некоторых брендовых радиолюбительских приёмников среднего класса, признанных хорошими. На моё удивление, они отличались в лучшую сторону от доработанного S-2000 только входными полосовыми фильтрами и фильтром ПЧ типа CFW. Очевидно, что комбинация из двух двухполюсных фильтров на высокой ПЧ и одного фильтра серии CFW обеспечивает избирательность в соответствии с шумовым спектром первого гетеродина этих приёмников. И на самом деле у всех этих приёмников качество первого гетеродина оказалось не лучше, чем в S-2000. В лучшем случае весь диапазон был разделён между тремя отдельными гетеродинами, применены матрицы варикапов и более высокое напряжение питания. Но всё это может улучшить шумовой спектр не более чем на 16 дБ, и это как раз даёт возможность в таких приёмниках применить более узкополосные фильтры для SSB и CW, что в S-2000 уже малоэффективно из-за шумов гетеродина.

Всё это подчёркивает важность налаживания первого гетеродина, чтобы динамическая избирательность приёмника оказалось близка к виду статической АЧХ фильтров. В доработке S-2000 я не предложил эту часть работ из-за плохой доступности блока, но в рамках более глубокой модификации надо возвращаться к этой теме. В PL-660 это осуществить проще.

Первый гетеродин

В приёмниках семейства первые гетеродины собраны на полевом транзисторе Q29 по хорошо зарекомендовавшей себя схеме ***(рис. 3.1 на 3-й с. обложки)***. Он обеспечивает высокую кратковременную (несколько секунд) стабильность частоты (если отключить ФАПЧ) и мало шумит. Поэтому улучшать его некуда. Но некоторые параметры гетеродина разными способами упорно во всех приёмниках портят буферными усилителями (БУ), что можно относительно просто исправить.

Продолжение. Начало см. в "Радио", 2015, № 10, 11

БУ должен обеспечивать развязку гетеродина и нагрузки и при этом обеспечивать на ней необходимую мощность. Вопреки упрощённым взглядам, схема с общим коллектором — самый неудачный выбор для БУ с рабочей частотой более 10 МГц. Требуемая развязка реализуется только при применении резистивного аттенюатора на выходе такого БУ, поэтому амплитуда выходного сигнала на 6...12 дБ меньше входного (на базе), что ухудшает шумовые параметры гетеродина в целом. Некоторые гетеродины рассчитаны для работы на низкое сопротивление нагрузки, поэтому совместно с ними можно применить БУ по схеме с общей базой (затвором). Но чаще всего БУ, собранный по схеме с общим эмиттером, позволяет обеспечить требуемые мощность и развязку.

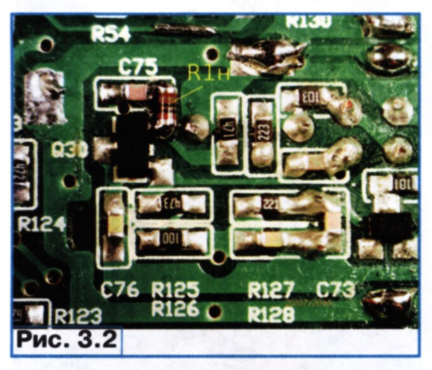


Рис. 3.2

В бытовых приёмниках семейства имеем дело со следующими проблемами, и даже S-2000 в этом не исключение.

1. Транзисторы первого смесителя для сигналов с антенны включены по схеме с общим стоком, поскольку нагрузка в стоковой цепи представляет собой КЗ для этих сигналов. Поэтому выходное сопротивление смесителя в сторону БУ в среднем — 100 Ом, а при отрицательной полуволне сигнала гетеродина снижается до 15 Ом(!). Если БУ на транзисторе Q28 работает неудовлетворительно, мощные сигналы с антенны могут поступить на гетеродин и модулировать его сигнал по амплитуде и фазе, а это как раз и создаёт шумовой фон. ФАПЧ не может спасти ситуацию, она корректирует только медленные изменения, но не может бороться с широкополосными помехами с антенны. Самый характерный признак паразитной модуляции гетеродина — пробивающиеся ВЧ-сигналы импульсного характера и наложение их импульсной модуляции на мощные малошумные сигналы. Работа приёмника от аккумулятора или с сетевым фильтром не устраняет это низкочастотное гудение в области частот 10...100 Гц. Антенный аттенюатор выручает, но в целом не решает проблему.

2. Без сигнала гетеродина на истоках Q14 и Q15 (см. рис. 2.1 и рис. 2.2) присутствует постоянное напряжение смещения 0,55...0,65 В. Поэтому размах сигнала гетеродина не должен превышать 2 В, чтобы p-n-переходы этих транзисторов оставались закрытыми. В заводском варианте на транзисторы Q14 и Q15 поступает напряжение размахом 4, 2 и 0,5 В на частотах настройки 1, 21 и 29 МГц соответственно. При напряжении более 3 В эти транзисторы заходят в режим прямого смещения затвора, и образуются гармоники сигналов. В момент открывания p-n-переходов возникает прямой путь для прохождения сигнала гетеродина в антенну, так как входной трансформатор смесителя в области частот более 55 МГц уже не идеальный симметричный, и начинает влиять разброс параметров транзисторов.

3. На вход БУ на транзисторе Q28 поступает напряжение размахом более 0,6 В. При этом на пиках положительной полуволны линейный режим работы нарушается и теряется свойство развязки.

4. В цепи базы транзистора Q28 установлен резистор R131 (2,2 кОм), который, несомненно, улучшает развязку, но совместно с конденсатором C71 и входной ёмкостью транзистора создаёт ФНЧ с частотой среза 20 МГц. Это приводит к изменению амплитуды сигнала гетеродина при перестройке в диапазоне 55...85 МГц. К тому же этот резистор ухудшает шумовые свойства гетеродина и всего приёмника в загруженных диапазонах. Согласование по уровню сигнала к БУ лучше осуществить с помощью делителя на реактивных элементах, чаще и проще сделать это на конденсаторах.

5. Топология соединительных проводников между БУ на транзисторе Q28 и смесителем неудачная. Входной проводник БУ проходит рядом с проводником к смесителю. В профессиональных конструкциях они, как правило, разделены экраном.

6. ФНЧ на выходе транзистора Q28 не пропускает сигналы всего диапазона 55...85 МГц, а имеет резонанс на 23 МГц со спадом на более высоких частотах (3 дБ на 40 МГц). Это явная ошибка.

7. Выход БУ на транзисторе Q30 напрямую подключён к счётчику системы ФАПЧ, а это — "вредная" ёмкостная нагрузка.

В приёмнике PL-660 узел первого гетеродина потребует доработки, которая особенно важна при работе с проволочными антеннами.

Работы проведём, начиная с БУ к ФАПЧ на транзисторе Q30 (**рис. 3.2**). В цепь эмиттера транзистора Q30 устанавливают резистор R1н (для поверхностного монтажа типоразмера 0603). В результате улучшается развязка и уменьшается "вредная" нагрузка на частотозадающий LC-контур. Увеличивается амплитуда на базе транзистора Q30, а сигнал, поступающий на ФАПЧ, практически не уменьшается.

тел. 607-88-18
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Более комплексной оказалась доработка БУ на транзисторе Q28. Его рабочая точка по напряжению за счёт малого сопротивления резистора R134 находится близко к напряжению питания (3,3 В) и мало зависит от тока покоя. Это может обеспечить на коллекторе размах напряжения гетеродина до 5,4 В. Подключённый напрямую к коллектору детектор на диоде VD′ (см. рис. 3.1) в этом случае "выдаст" постоянное напряжение примерно 5,5 В (без сигнала — около 2,8 В). Для смесителя достаточно сигнала гетеродина размахом 1,2...2 В, который БУ на транзисторе Q28 в состоянии обеспечить в линейном режиме работы. Более мощные сигналы приведут к ухудшению работы смесителя заводского исполнения, а на плате нет места для его доработки.

Работы проводят в следующей последовательности (**рис. 3.3**):

— удаляют конденсаторы C67 и C68 (см. рис. 3.1);

— визуально проверяют состояние индуктивности ФНЧ L?? (0,47 мкГн). При повреждении его надо заменить (см. рис. 1.4), переставить на расстояние от экрана;

— удаляют резистор R131 и срезают печатный проводник, идущий к месту установки конденсатора C70;

— на место резистора R131 устанавливают конденсатор C1н и ещё один

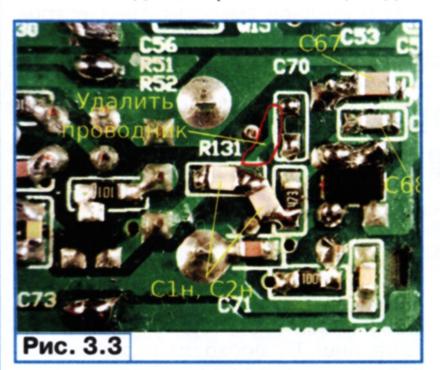


Рис. 3.3

(C2н) под углом 45° к базе транзистора. В результате суммарная ёмкость будет около 0,5 пФ;

— проверяют сигнал на коллекторе транзистора Q28, он не должен превышать 5 В по размаху, что под нагрузкой гарантирует линейный режим и хорошую развязку;

— устанавливают новые конденсаторы C67 и C68 (в этом случае частота среза ФНЧ должна быть около 80 МГц) и проверяют размах сигнала (1,2...2 В) на истоках транзисторов смесителя во всём диапазоне;

— при необходимости устанавливают указанный выше размах сигнала подборкой конденсатора C3н. В моём приёмнике такой необходимости не было.

После проведённой доработки паразитное воздействие на гетеродин практически исчезло, ФАПЧ стала работать быстрее, без лишних переходных процессов и отвлекающих звуковых эффектов. Практически исчезло низкочастотное гудение при приёме громких и чистых сигналов.

Налаживание фильтров ПЧ

Когда разработчики разрабатывали схему приёмного тракта, они, наверное, мечтали о высоком, о том, что PL-660 должен был оставить всех остальных "родственников" далеко позади, в том числе и заявленного лидера S-2000. Два двухрезонаторных фильтра 55R08 в теории эквивалентны по избирательности одному фильтру CFU455-G (или CFU455-H), и фильтр во второй ПЧ серии CFU смог бы дотянуть избирательность до полупрофессионального уровня. Но под влиянием различных ограничений всё оказалось плачевно испорчено, приёмник PL-660 оказался хуже всех. Поэтому немного поплачем, читаем далее и всё доработаем, чтобы уже гордиться и радоваться.

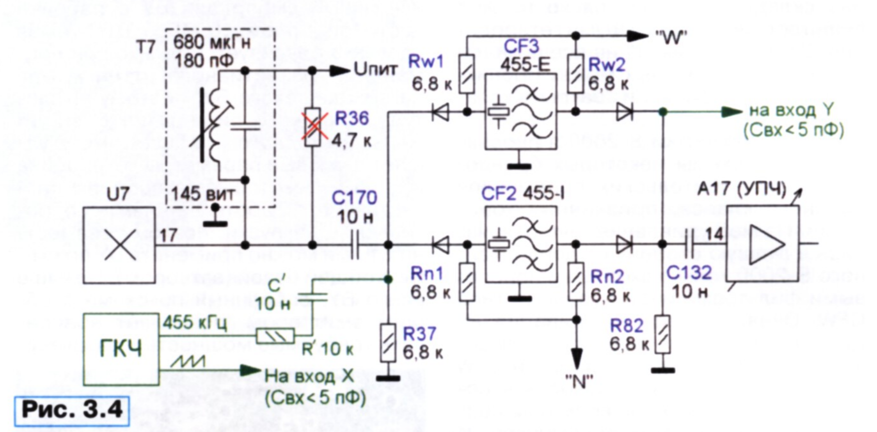


Рис. 3.4

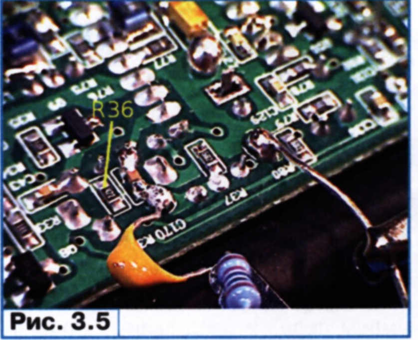


Рис. 3.5

Вся беда при реализации проекта выпуска PL-660, видимо, началась с того, что на заводе не смогли или не захотели настроить кварцевые фильтры, и их суммарная АЧХ "размазалась" острыми пиками и к тому же не попала точно на центральную частоту. Поэтому, чтобы хоть как-нибудь обеспечить стыковку полос пропускания в режиме AM-wide, пришлось поставить широкополосный фильтр на второй ПЧ 455 кГц, благодаря чему АЧХ обоих трактов стыкуются с результирующей полосой пропускания 6...8 кГц. Но с фильтром с полосой пропускания 15 кГц на частоте 455 кГц шаг перестройки 1 кГц второго гетеродина становится бессмысленным для сигналов с шириной спектра до 8 кГц, и в итоге весь приёмник работает с шагом перестройки 2 кГц без особо выраженной избирательности.

При налаживании пьезофильтров второй ПЧ серий CFW и CFU нет возможности подстроить центральную частоту, можно только откорректировать форму АЧХ. Центральную частоту мы должны принимать, как она получается, индивидуально в каждом приёмнике, допуск составляет ±1 кГц. Во время измерения АЧХ второй ПЧ выход первого кварцевого фильтра (затвор транзистора Q1) соединяют с общим проводом, что уменьшает уровень шумового фона.

Облегчается проведение измерения (**рис. 3.4**) тем, что выход второго смесителя работает на номинальную нагрузку (2 кОм), и мы можем наблюдать на экране осциллографа сигналы с размахом до 300 мВ. На выходном LC-контуре T7 нет выраженного резонанса, поскольку изменение положения подстроечника никак не влияет на уровень сигнала. Обусловлено это тем, что заводской LC-контур (680 мкГн, 180 пФ) на основе катушки индуктивности T7 с нагрузкой 2 кОм имеет добротность Q = 1.

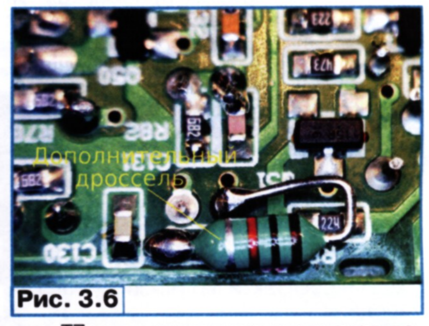


Рис. 3.6

Подключение измерительного генератора осуществляется через RC-цепь R′C′ (**рис. 3.5**), а резистор R36 удаляют. При необходимости потом подборкой этого резистора можно оптимизировать форму АЧХ фильтров ПЧ.

Широкополосный фильтр 455-E (CF3) в доработанном приёмнике вообще не нужен, он пропускает лишний шум от усилителей первой ПЧ к детектору, что создаёт дискомфорт даже при приёме мощных сигналов. Поэтому фильтр заменяют другим, например, 455-H или 455-G с полосой пропускания 7,5...9 кГц. Подобные фильтры приобрести не сложно. Поэтому все привязки частотного плана делаем к узкополосному фильтру. Каскад УПЧ, следующий за пьезофильтрами, имеет входное сопротивление около 3 кОм. В сочетании с токоограничивающими резисторами R82, R_{w2} (или R_{n2}) образуется заниженное со-

противление нагрузки 1,6 кОм. Если узкополосный пьезофильтр в вашем приёмнике на своём выходе не нуждается в коррекции с помощью катушки индуктивности, меняем резисторы R82, R_{w2} и R_{n2} на 10 кОм. В результате получаем импеданс 2 кОм и более прямоугольную АЧХ фильтра.

В моём приёмнике узкополосный фильтр, помимо нагрузки 2 кОм, ещё "просил" катушку индуктивностью 1 мГн на выходе. Поэтому я заменил резистор R_{n2} дросселем с такой же индуктивностью (**рис. 3.6**). Методика коррекции АЧХ с помощью реактивных элементов

Если в вашем приёмнике установлен узкополосный фильтр с крайней, по допуску, центральной частотой (454 или 456 кГц), будет непросто найти подходящий широкополосный фильтр. Рекомендую заменить узкополосный фильтр в паре с широкополосным, покупать по 3...5 штук из серии. По моей статистике 2014 г. на прилавках российских магазинов найдутся, в первую очередь, фильтры с центральными частотами 449,5, 455,2 или 455,5 кГц. Хорошим выбором для нового узкополосного фильтра в PL-660 будет KYOCERA 455-4 с фактической полосой пропускания 5,5...6 кГц.

1 кГц. Мы решим эту задачу, наладив частоту гетеродина с помощью косвенных измерений (**рис. 3.9**). Условие успеха — заранее налаженная точная сетка первого гетеродина, что на заводе не сделали.

От измерительного генератора G1 с помощью катушки L1 (диаметр 50 мм, 1...5 витков изолированного провода), размещённой рядом с магнитной антенной WA1, подают сигнал с частотой 101 кГц (погрешность не более ±50 Гц). Приёмник настраивают на частоту 101 кГц, и на выходе второго смесителя получим сигнал с частотой



Рис. 3.7

была подробно описана в цикле статей о доработке S-2000 [1].

Задачи контура на основе катушки индуктивности T7, установленного на выходе смесителя, — обеспечить подачу питающего напряжения, согласовать пьезофильтр, а также подавить типичный для фильтров серий CFW и CFU паразитный резонанс на частоте 644 кГц. Чтобы всё это выполнить, потребуется переделка этой катушки (**рис. 3.7**). Встроенный в каркасе катушки конденсатор ёмкостью 180 пФ удаляют. Заводской вариант обмотки, который содержит 145 витков, заменяется новой обмоткой — 45 витков провода ПЭВ-2 0,1. В результате интервал перестройки индуктивности с помощью подстроечника — 50...80 мкГн. Для контура потребуется конденсатор ёмкостью 1,8 нФ, который я составил из двух 1000+820 пФ для поверхностного монтажа (типоразмер 0805), которые установил на место резистора R36.

Новый контур имеет добротность Q = 10 при общей нагрузке 2 кОм. Если потребуется уменьшить импеданс источника сигнала, делать это стоит, уменьшая сопротивление резистора R37.

АЧХ двух налаженных фильтров с полосой пропускания 5,5 и 8 кГц показаны на ***рис. 3.8 на 3-й с. обложки*** (центральная частота — 455,1 кГц, развёртка — 1 кГц/дел).

Второй гетеродин

Как во всех приёмниках семейства и в PL-660, первый гетеродин управляется системой ФАПЧ и перестраивается с шагом 2 кГц. Промежуточный шаг 1 кГц выполняет второй гетеродин. В PL-660 функция плавной подстройки частоты (BFO) не возлагается на второй гетеродин. Доработав второй гетеродин, мы "состыкуем" расчётную частоту первой ПЧ (55844/55845 кГц) с фактической центральной частотой второй ПЧ (455±1 кГц). Задача довольно простая, но не была решена на заводском конвейере, в первую очередь, наверное, потому, что к гетеродину напрямую нельзя подключиться, как это возможно в других приёмниках. Даже ёмкости нагрузки 3 пФ достаточно для того, чтобы частота второго гетеродина ушла на

455 кГц ± ошибка. Подстроечным резистором VR5 "391" (***рис. 3.10 на 3-й с. обложки***) устанавливают частоту второго гетеродина так, чтобы измеренное значение сигнала второй ПЧ совпало с фактической центральной частотой узкопо-

G1 — 101 / 102 кГц — WA1 — A1 — U1 — 55845 / 55844 кГц — U2 — 455,2 кГц (по факту)
L1
55946 кГц / 55946 кГц (на индикаторе 101 / 102 кГц)
55389,8 / 55388,8 кГц (требуется налаживание)

Рис. 3.9

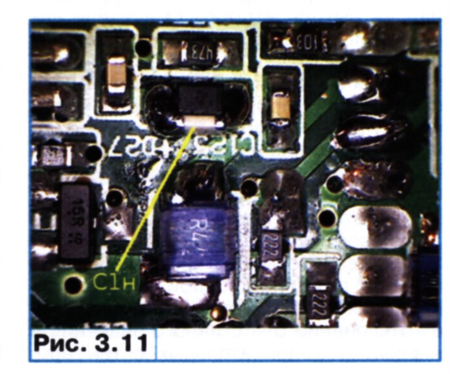


Рис. 3.11

тел. 607-88-18
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

лосного фильтра. При частоте измерительного генератора 102 кГц и настройке приёмника на неё резистором VR4 "390" устанавливают ту же частоту. Ведущим в паре является резистор VR5, и если с его помощью не удалось получить требуемую частоту, можно параллельно варикапу D27 установить конденсатор C1н ёмкостью 1...3,3 пФ (**рис. 3.11**). Потом (при входной частоте 102 кГц) резистором VR4 устанавливают требуемую частоту. Если это не получается, заменяют резистор R89 и повторяют настройку (**рис. 3.12**). На анод варикапа D27 поступает постоянное напряжение 1,28 В, и поэтому на катод не следует подавать постоянное напряжение менее 2,5 В.

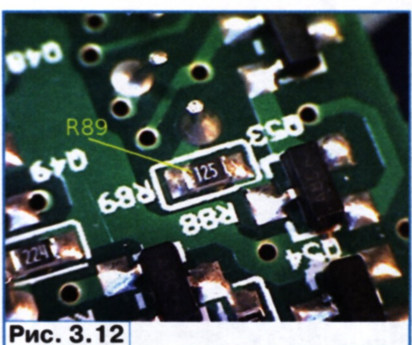


Рис. 3.12

Можно подумать, что измерить частоту 455 кГц после смесителя — задача несложная, и любой простой частотомер справится с ней. Но в данном случае злую шутку с нами играет скупость изготовителей современных частотомеров малой и даже средней стоимости в части входного узла формирования импульсного сигнала. Особенной осторожности при применении требуют простые частотомеры на базе микроконтроллеров. При неудачном соотношении их тактовой частоты с частотой измеряемого сигнала их узел синхронизации таймера или неудачный программный цикл могут внести случайную погрешность на порядок больше той, которую мы хотели бы обеспечить в налаженной радиоаппаратуре.

При измерении АЧХ мы строго соблюдаем линейный режим работы всего тракта, а именно такой добросовестный подход может в простых приёмниках привести к значительным ошибкам при измерении частоты сигнала на второй ПЧ. У бытовых приёмников для сигналов АМ отношение сигнал/шум 30 дБ уже считается хорошим. В таком случае сигнал на выходе второго смесителя напряжением 300 мВ содержит шум напряжением около 10 мВ. Частотомер с простым входным узлом "ловит" фронт сигнала при прохождении его через ноль, причём реагирует на помехи до частот 30...50 МГц, а это в 100 раз превышает частоту измеряемого сигнала. Измеряемый сигнал — синусоидальный, у которого прохождение через околонулевое "окно" шириной 10 мВ занимает довольно много времени. В этот момент даже небольшой шум может привести к ложным отсчётам, что создаёт отклонение от истинного значения в несколько "дополнительных" сотен герц. Удивительно, но при этом слегка завышенные показания на табло частотомера обманчиво стабильные и не сразу вызывают подозрения.

По опыту, измерение частоты второй ПЧ возможно с погрешностью не более 10 Гц, если на экране осциллографа при размахе сигнала не менее 300 мВ шумы не видны (отношение сигнал/шум — более 46 дБ). Для этого в наших приёмниках узлы тракта ПЧ уже должны работать частично в нелинейном режиме (ограничение), а входной сигнал измерительного генератора должен быть достаточным для этого.

Кварцевые фильтры и тракт первой ПЧ

Подробное обсуждение кварцевых фильтров было сделано в [2]. В рамках данной доработки предлагаются два варианта:

1. Доработка без замены фильтров 55R08. Структура тракта с двумя раздельными фильтрами обеспечивает более узкую итоговую полосу пропускания, чем у каждого из фильтров. Поэтому при налаживании двух фильтров 55R08 мы получим результирующую полосу пропускания не более 7 кГц. При расчётной центральной частоте первой ПЧ 55844,5 кГц и чередующемся (при переключении частоты первого гетеродина) расположении несущих сигнала на частотах 55844 и 55845 кГц получаем асимметричное к сигналу расположение АЧХ. Одна боковая пропускается до 3 кГц, другая — до 4 кГц. Для качественного приёма АМ-радиовещания это маловато, а для узкополосной АМ и SSB это не плохой вариант. Слабая сторона варианта состоит в плохом подавлении паразитных резонансов, что затрудняет приём в загруженных КВ-диапазонах и особенно на ДВ.

2. Замена второго фильтра CF6 на фильтр 55M15 (**www.quartz1.com**). Полоса пропускания на первой ПЧ в этом случае будет не менее 8 кГц, и при правильном налаживании асимметрия по боковым составляет 3,5 и 4,5 кГц, что обеспечивает среднее качество для приёма мощных и чистых АМ-сигналов. Так как паразитные резонансы у фильтров разных типов практически не совпадают, данная комбинация обеспечивает хорошую помехозащищённость на загруженных диапазонах и чистый приём на ДВ.

Тракт первой ПЧ в заводском варианте (***рис. 3.13 на 3-й с. обложки***) содержит все необходимые LC-контуры, но разработчик не предусмотрел необходимую корректировку АЧХ с помощью резисторов.

На вход УПЧ (Q1) в условиях загруженного КВ-диапазона поступают мощные сигналы, так как фильтр CF8 слабо подавляет сигналы в диапазоне до 56100 кГц, а смеситель работает с усилением. Поэтому транзистор Q1 должен работать более линейно, чем УВЧ и смеситель. Проверка его рабочего режима показала, что ток стока составляет 1 мА (измеряя напряжение на резисторе R56). При приёме мощного сигнала это напряжение менялось в ритме модуляции — явный признак перегрузки.

Транзистор Q1 имеет характеристики, схожие с характеристиками транзистора 2SK544 из подгруппы $I_с = 6$ мА. При налаживании надо сдвинуть рабочую точку вправо до $U_{ЗИ} \approx 0$ В. Можно ещё дальше улучшать линейность, увеличивая напряжение на затворе до +0,3 В, но топология для этого не удобная, и я на практике не заметил острой необходимости в этом, да ещё ток стока при этом вырос бы до 12 мА. Поэтому взамен конденсатора C59 устанавливают резистор R3н (**рис. 3.14**). Каскад на транзисторе Q1 при этом переводится в достаточно линейный режим. Ток покоя возрастёт до 5 мА, а искажения сигнала на истоке уже не наблюдаются. При настройке фильтров проявилась склонность каскада на транзисторе Q1 к самовозбуждению. Во избежание этого в цепь стока устанавливают резистор R4н.



Рис. 3.14

В результате усиление каскада на транзисторе Q1 увеличилось на 10 дБ и повысилась устойчивость к сигналам большой амплитуды. Дополнительное усиление приёмнику не нужно, и при налаживании кварцевых фильтров оно "израсходуется" в элементах резистивного согласования для достижения правильной формы АЧХ.

Налаживание кварцевых фильтров

При налаживании двухполюсных кварцевых фильтров с помощью согласующих цепей "доводят" до номинала два их параметра: центральную частоту — активными элементами (например, резисторами), форму АЧХ — реактивными (катушка индуктивности или конденсатор). При перестройке LC-контура по частоте одновременно меняются обе составляющие и не всегда в нужную сторону, что для неопытного радиолюбителя создаёт проблему в интерпретации результата. Суть процедуры такова. Сначала налаживают правильную форму АЧХ и определяют полученную при этом центральную частоту. При изначальном отсутствии дополнительных резисторов, параллельных LC-контуру, центральная частота должна быть равна или выше номинала. Если она оказалась ниже, заменяют LC-контур более добротным. Потом добавочным резистором "тянут" центральную частоту вниз до номинала, а с помощью LC-контура снова устанавливают "правильную" форму АЧХ с ровной плоской вершиной. Для работ можно применить выводные элементы с коротко (не более 10 мм) обрезанными выводами, позже их заменяют элементами для поверхностного монтажа.

Так как в PL-660 напрямую к фильтрам подключить измеритель АЧХ затруднительно, используем косвенные измерения. Учтём зеркальное сканирование на частотах ПЧ. На ***рис. 3.15 на 3-й с. обложки*** показан пример сканирования входным сигналом 455±50 кГц, выданным от измерителя АЧХ [3].

Сигнал с ГКЧ подают на вход приёмника в диапазоне ДВ через виток рядом с магнитной антенной, и снимают сигнал с выхода второго смесителя U2. Для этого надо временно удалить конденсатор C170 (см. рис. 3.4), чтобы пьезофильтры не мешали. Параллельно контуру T7 устанавливают резистор сопротивлением 470 Ом для устранения резонанса на частоте 455 кГц, и на выходе смесителя U2 будет сигнал размахом до 150 мВ при сохранении линейности.

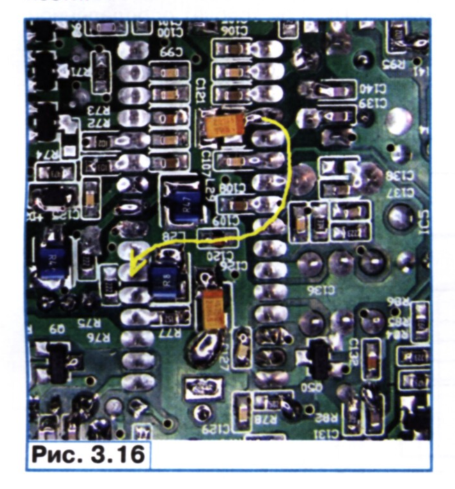


Рис. 3.16

Для правильного выполнения работ надо предварительно деактивировать АРУ, подключив вывод 4 микросхемы HQ8953 через резистор сопротивлением 1 кОм к линии опорного напряжения 1,28 В (вывод 22) (**рис. 3.16**).

Первый фильтр 55R08 (CF8) стоит оставить на месте, так как он в целом обеспечит лучшее подавление побочных каналов приёма, особенно непосредственно соседних. Для его настройки надо временно удалить фильтр CF6. Его выводы согнуты, поэтому сначала удаляют припой, выводы выравнивают и снова припаивают. Потом уже все три вывода вместе разогреют и удаляют фильтр. Вместо него устанавливают конденсатор ёмкостью 12...18 пФ.

В приёмнике PL-660 все LC-контуры имеют достаточную добротность, чтобы начинать налаживание с повышенной центральной частотой. В моём приёмнике к LC-контуру на входе фильтра CF8 я добавил резистор R1н (два резистора сопротивлением 4,7 и 10 кОм, соединённых параллельно), а потом ещё и конденсатор C1н (**рис. 3.17**), что обеспечило АЧХ с плоской вершиной. На выходе фильтра был установлен резистор R2н для окончательного смещения центральной частоты на 55844,5 кГц.

Заводские элементы для согласования фильтра CF6 (55R08) создают слишком большой импеданс. Это легко исправить установкой дополнительного резистора R5н и заменой резистора R76. Необходимые для "правильной" АЧХ сопротивления могут в конкретном случае отличаться от указанных на 25 %. Для оптимальной работы приёмника без замены фильтра 55R08 нужно особенно тщательно настроить центральную частоту фильтров, каждого в отдельности.

Заводские элементы для согласования второго кварцевого фильтра удивительно точно подходят для фильтра 55M15, и ничего, кроме самого фильтра, менять не надо. Единственное, что потребуется — это подстройка катушки T12 для приведения АЧХ к норме.

При настройке фильтров мы настроили контуры на частоту первой ПЧ, что создаёт повышенное усиление и благоприятные условия для самовозбуждения. Проверку стабильности усилителя можно осуществить, контролируя постоянное напряжение на истоке транзистора Q1 (вольтметр подключают через резистор сопротивлением более 1 кОм), и лёгким прикосновением

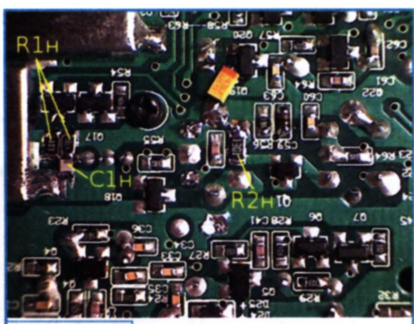


Рис. 3.17

пальцем "горячих" точек тракта убеждаются в стабильности работы. Устранить самовозбуждение можно увеличением сопротивлений резисторов R3н и R4н, а также установив в линию к затвору транзистора Q1 резистор сопротивлением 10...33 Ом.

После проведённой доработки приём АМ-станций в простом режиме стал приятным, но в режиме SYNC не всё ладно звучит, да и SSB не впечатляет.

Блок MULTI-DETECTOR HQ8953

В приёмнике PL-660 центральную роль играет блок MULTI-DETECTOR, в котором объединены все детекторы приёмника, за исключением стереодекодера. Для приёма ЧМ есть двухкаскадный УПЧ с ограничителем и фазовый детектор с LC-дискриминатором, но об этом более подробно далее. Для приёма сигналов АМ и SSB есть преобразователь частоты 55845/455 кГц со встроенным гетеродином с кварцевой стабилизацией. Выход УПЧ второй ПЧ с АРУ не доступен снаружи, и сигнал напрямую без промежуточного фильтра поступает на детекторы АМ и SSB. Такое техническое решение экономично, но в PL-660 в сочетании с широкополосным фильтром 455-E это даёт особо заметный шумовой фон при приёме АМ-сигналов. На SSB это меньше заметно, потому что применены фазовое подавление зеркальной полосы и ФНЧ после детектора.

"Изюминка" PL-660 — синхронный АМ-детектор и SSB-детектор с фазовым подавлением одной боковой полосы. Я нашёл статью за 1992 г., где описана разработка подобной микросхемы, и судя по принципу действия, схема в PL-660 имеет прямое отношение к этой статье.

Детектирование SSB-сигналов

Для приёма SSB-сигналов можно использовать фильтровой метод, при котором с помощью фильтра с полосой пропускания 2,1...4 кГц выделяется только полезный сигнал. Так работает большинство приёмной КВ-аппаратуры (PL-600, S-2000, DE1103 и многие другие). Другой метод — фазовый, принцип работы которого следующий. Сигнал ПЧ поступает одновременно на два смесителя, на которые поступает сигнал гетеродина, но на один из них — со сдвигом по фазе на 90°. Если выходные сигналы в области полезного спектра (ЗЧ) сложить также с разницей по фазе 90°, для одной боковой полосы выполняется условие сложения, а для другой — вычитания. Условия чередуются переключением относительной фазой сигналов гетеродина, для чего достаточно будет инвертировать один из них. Проблема в реализации такого метода — сложность реализации фазовращателя на 90° в диапазоне частот 0,1....5 кГц. Отклонение фазы на ±1° уменьшает подавление ненужной боковой примерно до 33 дБ. Этот способ удобен для приёмников прямого преобразования, у которых зеркальный канал фильтрами на входе не подавить. А в бытовых всеволновых приёмниках такой детектор после УПЧ ослабляет требования к качеству фильтра ПЧ. Вместо хорошего и дорогого фильтра с полосой пропускания 2,5 кГц можно применить стандартный с полосой пропускания 5 кГц.

В схеме мультидетектора приёмника PL-660 для приёма SSB и в режиме SYNC для приёма АМ применяется фазовый метод. В гетеродине (или ГУНе) применён "компьютерный" пьезокерамический резонатор на частоту 3,68 МГц, частота которого с помощью подстроечного конденсатора сдвинута на 3640,0 кГц (для второй ПЧ — 455,0 кГц). Межрезонансный интервал у этого резонатора — 3580...3720 кГц, и мы в любом случае для возможной настройки на частоты 453...457 кГц попадаем на его крутой склон АЧХ и ФЧХ. Перестройка гетеродина на частоту 3600 кГц для переделки на вторую ПЧ 450 кГц — дело малонадёжное и здесь не рассматривается. После деления частоты гетеродина на восемь образуется сигнал BFO на частоте 455 кГц, и этот делитель питает два смесителя с разницей по фазе 90°. Внутри микросхемы после смесителей есть фазовращатель и сумматор. Судя по выходному сигналу, в микросхеме присутствует ФНЧ средней сложности с частотой среза 3 кГц. Приём АМ в режиме SYNC и режиме SSB отличается только тем, что при SSB частота гетеродина (ГУН) подстраивается с помощью регулятора BFO, а для режима SYNC — системой ФАПЧ, которая "вылавливает" несущую в АМ-сигнале и синхронизирует с

тел. 607-88-18
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

её помощью сигнал гетеродина. Переключение LSB/USB осуществляется в делителе частоты на восемь инверсией сигнала на один из смесителей. Для правильной работы этого узла в PL-660 фильтры ПЧ должны пропускать обе боковые полосы и иметь полосу пропускания не менее 5 кГц. Профессиональные приёмники имеют для каждой боковой полосы отдельный фильтр.

В PL-660 обеспечивается подавление ненужной боковой полосы не менее чем на 30 дБ, это даже лучше, чем в S-2000 с помощью фильтра CFU455-I. Но факт, что мы ничего из подавленной полосы не слышим, не значит, что там ничего нет. Фильтры в тракте ПЧ пропускают эти сигналы, и они вызывают реакцию АРУ. В загруженном диапазоне чистый на слух сигнал SSB меняет свою громкость при изменении уровня сигнала в подавленной полосе. Это — слабое место в PL-660, которое особенно ярко проявляется в обстановке радиолюбительских соревнований.

Синхронный АМ-детектор

Приёмник PL-660 на прилавках выделяется в основном по красной надписи SYNCHRONOUS DETECTOR. Звучит очень серьёзно, и это правда серьёзно, если всё налажено, как надо. Для чего вообще нужен синхронный детектор? При приёме чистого и мощного АМ-сигнала вы, наверное, переключали режим АМ и режим синхронного детектирования и никакой разницы не заметили, а ожидали чудо. Значит ли, что это просто рекламный ход? Если брать за основу магазинное качество PL-660, — то да. Синхронный детектор из хорошего (налаженного) АМ-приёмника делает отличный АМ-приёмник, а плохой и не налаженный так и останется плохим.

Самый большой "враг" для АМ-сигналов на КВ и высокочастотной части СВ-диапазонов — частотоизбирательные замирания, при которых в очень узкой полосе (несколько десятков герц) приходящие к приёмнику разными путями (за счёт отражения от ионосферы) радиоволны суммируются по фазе на антенне. Если два сигнала несущей частоты приходят в противофазе, при приёме с простым АМ-детектором огибающей мы услышим сильно искажённый звуковой сигнал. Для полного нарушения разборчивости достаточно затухания несущей всего лишь на 12 дБ относительно остального спектра. А качественный синхронный детектор (как в PL-660, если он налажен) справится с замиранием несущей более 30 дБ, и интервал времени возникновения сильных искажений резко сокращается, поэтому в большинстве случаев эффект замирания станет практически незаметным. В этом и заключается основное назначение синхронного детектора. АМ-детектор по огибающей в приёмнике PL-660 сделан качественно, и он является основным инструментом при "прогулке" по диапазонам. Если мы хотим оставаться на выбранной волне надолго, тогда есть смысл включить синхронный детектор. Отличительной и замечательной особенностью синхронного детектора в PL-660 является его способность работать выборочно по боковым полосам. Тем самым можно "убрать" боковую полосу, в которой присутствуют помехи из соседнего канала. Для этого, например в S-2000, мы включаем AM-NARROW (включается фильтр с полосой пропускания 4 кГц), убираем помехи, смещая частоту приёма на 2 кГц в основной настройке.

В PL-660 ГУН собран на пьезокерамическом резонаторе и перестраивается так, что ФАПЧ может устойчиво работать в диапазоне 455±1,5 кГц. На первый взгляд, это можно оценить положительно, поскольку можно дополнительно "поиграть" с частотной настройкой в условиях помех из соседнего канала. Но надо понимать, что ФАПЧ может сохранить синхронность при глубоком замирании только вблизи частоты "собственной частоты" ГУНа. Поэтому при доработке мы не будем заниматься "выловом" несущей в широком диапазоне, а обеспечим синхронизацию в те критические доли секунды, когда глубоко замирает несущая. В заводском приёмнике PL-660 это налажено плохо, и поэтому его гордый владелец никак не может понять преимущества приёмника с этой функцией. После доработки я настолько привык к хорошему синхронному АМ-детектору в PL-660, что стал задумываться над тем, чтобы сделать что-то подобное и для S-2000.

Доработка синхронного и SSB-детектора

В заводском варианте функция плавной подстройки частоты гетеродина — BFO, на второй ПЧ обеспечивает перестройку по частоте 6 кГц, а нужно ли это?

1. Простой бытовой приёмник "слышит" только "вершину айсберга", т. е. самые мощные станции, которые в большинстве случаев работают на круглых "частотах". Поэтому, установив регулятор BFO на центральную частоту по сетке 1 кГц, 90 % принимаемых в PL-660 станций сразу попадают в "точку".

2. Подавление второй боковой фазовым методом в PL-660 настолько хорошее, что даже узкополосный фильтр с полосой пропускания 5...6 кГц не даст улучшения, если настроить его на одну из боковых полос. При этом частота в табло отличалась бы на 2...3 кГц от принимаемой. В выходном спектре появятся высокие частоты до 6 кГц из соседнего канала, а это неприятное ощущение.

3. Движок переменного резистора BFO имеет угол поворота 270°, и в заводском варианте диапазон перестройки гетеродина — 6 кГц (1 кГц на 45°), от чего нулевые биения тяжело "ловить".

С учётом этих обстоятельств было решено уменьшить диапазон перестройки BFO до ±700 Гц, что обеспечивает запас для шага настройки 1 кГц.

Фрагмент структурной схемы синхронного детектора показан на **рис. 3.18**, и он требует определённой последовательности настроек. В режиме SYNC наружный регулятор BFO не участвует и транзистор Q47 его отключает.

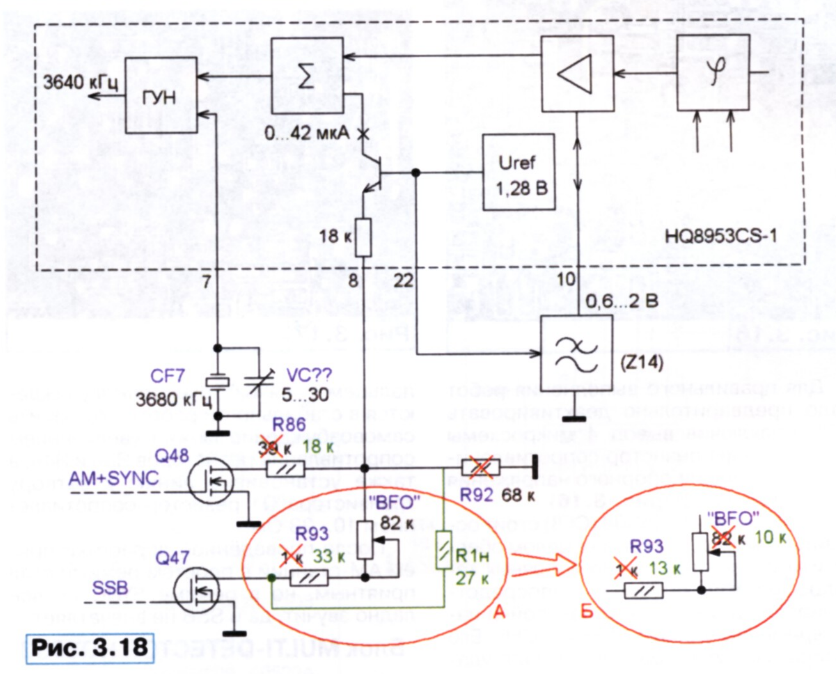


Рис. 3.18

ГУН управляется суммой сигналов от ФАПЧ и от входа управления (вывод 8). Этот вход непривычный для нас, он — токовый. Резисторы, установленные между этим выводом и общим проводом, задают ток, который ограничен значением 42 мкА внутренним резистором при прямом соединении вывода 8 с общим проводом. С помощью нового внешнего резистора R86 (18 ком) устанавливают ток 20 мкА, как раз в середине интервала регулировки. Суммарное сопротивление заводских резисторов R86 и R92 было 24 кОм, это одна из причин сильной асимметрии регулятора BFO.

Чтобы правильно наладить режим SYNC, надо настроить частоту "собственных колебаний" ГУНа на центральную частоту фактической полосы пропускания второй ПЧ. Сделать это можно при приёме мощного сигнала, настроив

РАДИО № 12, 2015
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru
тел. 607-88-18

РАДИО®

его точно на центр налаженной АЧХ в ПЧ. Контролируя напряжение ООС в ФАПЧ (вывод 10), подстроечным конденсатором VC?? устанавливают напряжение 1,28 В.

В режиме SSB транзистор Q48 отключает резистор R86, а транзистор Q47 активирует регулятор BFO (переменный резистор). В его среднем положении всё красиво, нулевые биения сразу получаются, так как у переменного резистора введённое сопротивление такое же, как и у резистора R86. Разочарованно покрутив ручку BFO, понимаем, какое неудачное схемное решение применено, поскольку в одну сторону общее сопротивление увеличивается с 24 до 37 кОм, а в другую — уменьшается до 1 кОм. С учётом внутреннего резистора суммарное токозадающее сопротивление изменяется в интервале 19...55 кОм. Мало того, что это не симметрично и не по центру характеристики управления, но ещё в четыре раза больше, чем надо.

Для получения диапазона перестройки ±700 Гц достаточно изменять ток управления на ±15 % от среднего значения (20 мкА). Предварительно мы уже наладили ГУН в режиме SYNC при R86 = 18 кОм. Чтобы получать желаемое перекрытие, суммарное сопротивление резистора BFO должно изменяться на ±5 кОм, т. е. в интервале 31...41 кОм.

Вариант доработки А предполагает использование заводского переменного резистора, но при этом останется заметная асимметрия перестройки частоты. Более симметричную перестройку получим, заменив переменный резистор BFO на другой, сопротивлением 10 кОм с линейной характеристикой (вариант Б). Можно ещё улучшить линейность перестройки, применив переменный резистор с логарифмической характеристикой. По моим расчётам его сопротивление должно быть 22 кОм.

Система АРУ

Несмотря на хорошую работу системы АРУ в заводском исполнении имеется возможность её существенного улучшения. Как оказалось, разработчики микросхемы заложили для режима SSB отдельные цепи зарядки конденсаторов C106 и C121 (см. рис. 1.1). Есть предположение, что эти конденсаторы отвечают отдельно за тракты второй и первой ПЧ соответственно. Напряжение на конденсаторе C106 быстро изменяется, и он отвечает за реакцию тракта первой ПЧ, а на конденсатор C121 оно изменяется медленно и отвечает за тракт второй ПЧ. Но в режиме SSB ускоренная зарядка осуществляется и у конденсатора C121. К сожалению, разрядка этого конденсатора также быстрая, и при приёме мощных SSB и CW-сигналов приёмник сильно "задыхается" в паузах речи. Замена этого конденсатора на другой, ёмкостью в 3...5 раз больше, устраняет это явление, но тогда при появлении сигнала происходит кратковременная перегрузка УПЧ и нашего слуха.

Устранить этот недостаток можно переводом ФНЧ первого порядка в АРУ в ФНЧ второго порядка, у которых имеются два постоянных времени. При этом не меняется реакция системы в целом по всему диапазону регулирования, но для реакции на малые отклонения предусматривается возможность очень быстрого реагирования. Для этого последовательно с увеличенным "медленным" конденсатором C121 устанавливают резистор $R_{доб}$. Для этого делают разрез проводника, идущего от этого конденсатора к выводу 4 микросхемы (**рис. 3.19**). Для конденсаторов ёмкостью 22, 33 и 47 мкФ сопротивление резистора должно быть 4,3, 3,3 и 2,7 кОм соответственно. Выбор комбинации делается по ощущению комфорта при "прогулке" на диапазонах.

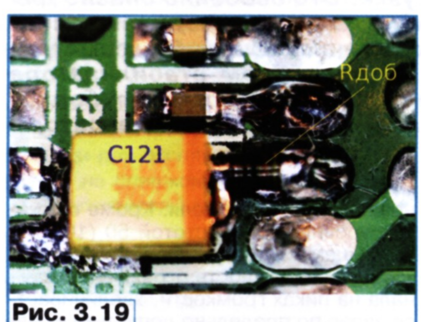


Рис. 3.19

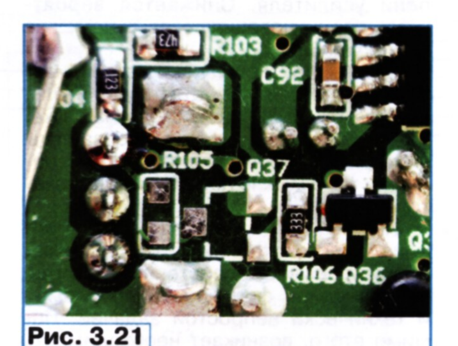


Рис. 3.21



Рис. 3.22

Результат этой доработки (я выбрал 22 мкФ и 4,3 кОм) — при приёме АМ-сигналов лучше передаются низкие частоты (слышно в головных телефонах). Время реакции АРУ на небольшие, но резкие перепады стало меньше, чем ФАПЧ понадобится для перехода на новую частоту. Это создаёт лучшее восприятие при быстрой перестройке по частоте с шагом 5 кГц — без лишних скрипов сразу услышим сигнал. При SSB АРУ действует деликатно, практически не разрывает динамику речи, даже при сильных сигналах. Достаточно быстро восстанавливается усиление после освобождения канала.

Установкой резистора сопротивлением 470 кОм между выводом 4 микросхемы HQ8953 и общим проводом можно на 10 дБ поднять усиление микросхемы и на столько же поднять порог срабатывания АРУ, но в простой схеме PL-660 нам это не нужно.

После доработки АРУ получаем новый недостаток — сразу после включения приёмник в течение секунды сильно шумит, так как ёмкость конденсатора C121 увеличена, и он долго заряжается от нуля до опорного напряжения 1,28 В, и АРУ в это время не уменьшает усиление в трактах ПЧ. Устранить этот эффект можно временным уменьшением усиления УЗЧ, поскольку оно регулируется постоянным напряжением. Схема регулятора громкости удобна тем, что переменный резистор "VOL" включён последовательно с резистором R104. Поэтому установка конденсатора C1н ***(рис. 3.20 на 3-й с. обложки)*** обеспечивает в момент включения приёмника напряжение на переменном резисторе равным нулю, чем и обеспечивается приглушение шума.

На плате имеется свободное место для установки этого конденсатора (**рис. 3.21**). Видимо, на заводе также пытались бороться с этим недостатком, но элементы Q37+R105 так и не установили. "Эмиттерную" площадку от неустановленного транзистора Q37 отрезают от общего провода и соединяют к шиной опорного напряжения U_{ref} на рядом проходящем проводе. Неустановленный резистор R105 даёт нам площадку для припаивания минусового вывода конденсатора (**рис. 3.22**). Мне удалось приобрести конденсатор этого типоразмера ёмкостью 33 мкФ, но более подходящей будет ёмкость 100 мкФ.

Хотя изготовитель приёмника и не заявляет это в рекламе, но схема приёмника для УКВ-диапазона разработана очень качественно. Тем не менее, видимо, коммерческие интересы заставили разработчика PL-660 внести некоторые схемные упрощения, недостатки которых мы исправим в следующем разделе.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Лохни Х.** Доработка радиоприёмника TECSUN S-2000. Часть 11. — Радио, 2015, № 7, с. 18—25.

2. **Лохни Х.** Доработка радиоприёмника TECSUN S-2000. Часть 10. — Радио, 2015, № 6, с. 21—28.

3. **Лохни Х.** Доработка радиоприёмника TECSUN S-2000. Часть 7. — Радио, 2015, № 3, с. 21—28.

***От редакции**. Упомянутая в тексте статья и некоторые другие материалы о приёмнике PL-660 находятся по адресу **ftp://ftp.radio.ru/pub/2015/12/PL660-3.zip** на нашем FTP-сервере.*

(Окончание следует)

тел. 607-88-18 Приём статей: mail@radio.ru Вопросы: consult@radio.ru
РАДИО № 12, 2015

Приём статей: mail@radio.ru тел. 607-88-18
Вопросы: consult@radio.ru

Двухполярный стабилизатор напряжения с водяным охлаждением

В. ФЕДОСОВ, г. Краснодар

Компенсационные стабилизаторы напряжения непрерывного действия последовательного типа обладают невысоким КПД, однако большим коэффициентом стабилизации и низким выходным сопротивлением. Поэтому они всё ещё имеют широкое распространение. Однако им свойственна низкая надёжность при перегрузке или замыкании в нагрузке. Это особенно опасно для транзисторных устройств, поэтому приходится вводить в стабилизаторы сложные узлы защиты с датчиками тока. В рассматриваемом в этой статье мощном двухполярном стабилизаторе напряжения выходной ток ограничен. Устройство не боится перегрузок и может работать на фильтрующие конденсаторы большой ёмкости.

Анализ схем УМЗЧ позволяет сделать вывод о том, что для питания их выходных ступеней стабилизаторы напряжения непрерывного действия применяют редко. Причины этого — высокая стоимость таких стабилизаторов, большие энергетические потери при их применении, а главное — "и так сойдёт", ведь работает и без стабилизатора.

Когда стабилизатора нет, напряжение питания усилителя меняется в зависимости от нагрузки в широких пределах (в AV-ресивере "Pioneer-714" — 30...50 В). Дело в том, что среднее выходное напряжение выпрямителя с ёмкостным фильтром сильно зависит от тока нагрузки. Причём конденсаторы фильтра заряжаются импульсами в каждом полупериоде сетевого напряжения. Процесс может занять несколько полупериодов, и это частично передаётся в нагрузку УМЗЧ.

В радиолюбительской литературе неоднократно высказывалось мнение о необходимости питать УМЗЧ от стабилизированного источника для обеспечения более естественного звучания. Действительно, при максимальной выходной мощности усилителя размах пульсаций напряжения нестабилизированного источника достигает нескольких десятков вольт. Это незаметно на пиковых значениях высокочастотных составляющих звуковых сигналов, но сказывается при усилении их низкочастотных составляющих большого уровня, пики которых имеют большую длительность. В результате фильтрующие конденсаторы успевают разрядиться, снижается напряжение питания, а значит, и пиковая выходная мощность усилителя. Если же снижение напряжения питания таково, что приводит к уменьшению тока покоя выходных транзисторов усилителя, это может вызывать дополнительные нелинейные искажения.

Кардинальный способ подавления пульсаций и нестабильности напряжения питания — его стабилизация. Стабилизатор снижает пульсации напряжения на линиях питания на один-два порядка, что позволяет без труда получить максимальную амплитуду выходного сигнала усилителя. Кроме снижения уровня фона частотой 50 (100) Гц, уменьшаются также нелинейные искажения и вероятность ограничения сигнала на пиках громкости. Увеличивается запас по предельно допустимым параметрам транзисторов выходной ступени усилителя. Снижается вероятность проникновения сетевых помех на выход усилителя.

Кроме того, применение стабилизатора позволяет упростить усилитель, что благотворно сказывается на звуке. Ещё один плюс — функцию защиты выходной ступени усилителя от перегрузки тоже можно поручить стабилизатору.

Из минусов — реализация мощного и надёжного стабилизатора напряжения непрерывного действия становится существенной финансовой проблемой и технически непростой задачей. Помимо этого, возникает необходимость отводить от силовых транзисторов стабилизатора большое количество тепла. Суммарные КПД и рассеиваемая мощность усилителя вместе со стабилизатором гораздо хуже, чем без него.

Для повышения качества источника питания в нём желательно применить сетевой трансформатор с пониженной индукцией. Как известно, пусковой ток обычных трансформаторов достигает значений, значительно превосходящих рабочий ток. Уменьшение амплитуды индукции в магнитопроводе вдвое значительно повышает надёжность, уменьшает поток рассеивания трансформатора и уменьшает его пусковой ток до значения, не превышающего номинальный ток холостого хода. Однако меньшая индукция приводит к увеличению необходимого числа витков обмоток и, как следствие, к ухудшению массогабаритных показателей трансформатора, его стоимости и возрастанию потерь энергии на активном сопротивлении обмоток. Но ведь речь идёт о действительно высококачественном звуковоспроизведении, не так ли? А звучание усилителя, питающегося стабилизированным напряжением, существенно лучше по сравнению со звучанием того же усилителя без стабилизатора.

Двухполярный стабилизатор напряжения, схема которого изображена на **рисунке**, предназначен для питания УМЗЧ.

Основные технические параметры

Число каналов стабилизации 2
Выходные напряжения, В . . . +41 и −41
Максимальный ток нагрузки каждого канала, А 4
Размах пульсаций при токе нагрузки 4 А, мВ 4,7
Рассеиваемая мощность при максимальном токе нагрузки, Вт 180

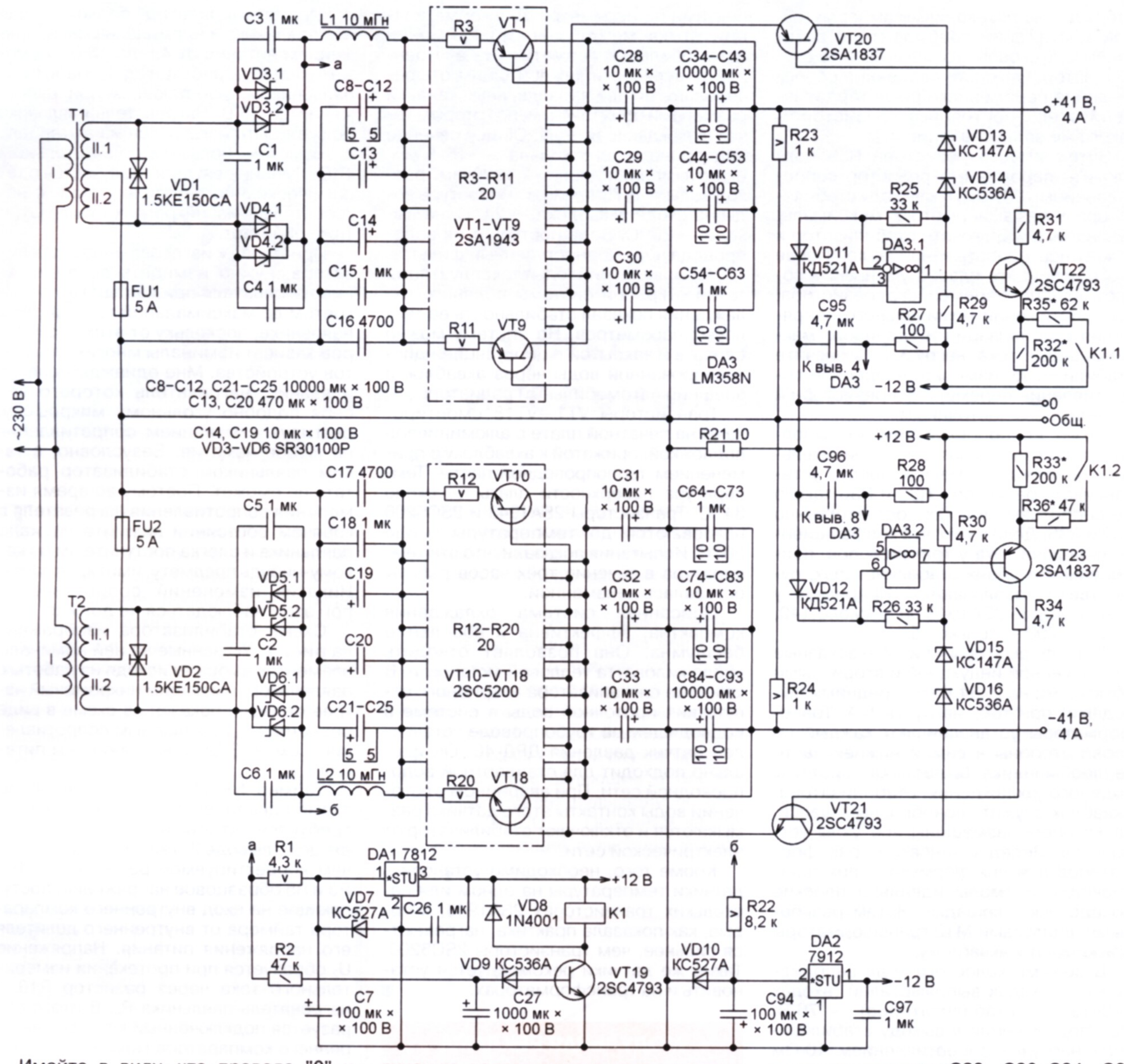
Он состоит из двух независимых стабилизаторов напряжения положительной и отрицательной относительно общего провода полярности. Верхняя часть схемы относится к стабилизатору положительной полярности, а нижняя — отрицательной полярности. Схема стабилизатора отрицательной полярности представляет собой, по существу, зеркальное отражение схемы стабилизатора положительной полярности. Поэтому подробно рассмотрим только стабилизатор напряжения положительной полярности.

Переменное напряжение, снимаемое с обмотки II трансформатора T1, выпрямляет двухполупериодный выпрямитель на сдвоенных диодах Шотки VD3 и VD4 SR30100P, имеющих изолированный корпус, поэтому их удобно крепить на общем теплоотводе.

Через помехоподавляющий дроссель L1 выпрямленное напряжение поступает на сглаживающие и помехоподавляющие конденсаторы C8—C16 и далее на уравнивающие эмиттерные токи параллельно соединённых транзисторов VT1—VT9 резисторы R3—R11. Эти резисторы имеют довольно большое сопротивление, что способствует эффективной "изоляции" коллекторных цепей транзисторов VT1—VT9 от сетевых помех.

Вместе с транзистором VT20 транзисторы VT1—VT9 образуют мощный составной транзистор с большим коэффициентом усиления тока. Базовый ток транзистора VT20 втекает в коллектор транзистора VT22. Транзистором VT22 управляет напряжение с выхода ОУ DA3.1.

К выходу стабилизатора подключены соединённые последовательно стабилитроны VD13, VD14, суммарное напряжение стабилизации которых служит образцовым для рассматриваемого стабилизатора. Вместо стабилитронов можно установить резистор такого сопротивления, чтобы вместе с резистором R29 он обеспечивал нулевой потенциал в точке их соединения при номинальном выходном напряжении стабилизатора. Но по сравнению со стабилитронами это менее эффективный вариант. Сдвинутый стабилитронами или резистором потенциал в системе стабилизации представляет собой сигнал рассогласования и поступает на инвертирующий вход ОУ DA3.1, неинвертирующий вход которого соединён с проводом "0".



Имейте в виду, что провода "0" и "Общ." должны быть соединены между собой и с общим проводом питаемого от стабилизатора устройства (усилителя) на плате последнего. Это значительно уменьшает уровень наводок и помех в стабилизированном напряжении. Резистор R21 обеспечивает работоспособность стабилизатора, когда к нему не подключён усилитель.

В процессе работы ОУ непрерывно сравнивает потенциал на своём инвертирующем входе с нулевым потенциалом на неинвертирующем входе. Далее он так управляет транзистором VT22, а вместе с ним и составным транзистором VT20, VT1—VT9, чтобы на выходе стабилизатора поддерживалось заданное напряжение.

Предположим, напряжение на выходе стабилизатора уменьшилось вследствие увеличения тока нагрузки. Потенциал на инвертирующем входе ОУ DA3.1 станет отрицательным относительно неинвертирующего, и напряжение на выходе ОУ увеличится. Это приведёт к увеличению коллекторного тока транзистора VT22, а с ним базового и эмиттерного тока транзистора VT20. В результате увеличится суммарный коллекторный ток транзисторов VT1—VT9, компенсируя приращение тока нагрузки. Выходное напряжение вернётся к прежнему значению.

Устройство мягкого старта на транзисторе VT19 и реле K1 обеспечивают плавное нарастание напряжения на батарее конденсаторов C28—C30, C34—C63 при подключении стабилизатора (первичной обмотки трансформатора T1) к сети. В этот момент через резистор R2 начинает течь ток, заряжающий конденсатор C27. Когда через 30...35 с напряжение, приложенное к стабилитрону VD9, достигает 36 В, он открывается. Это приводит к открыванию транзистора VT19 и срабатыванию реле K1, которое переключает резисторы, ограничивающие выходной ток стабилизатора.

Пока реле не сработало, этот ток ограничен резистором R32 до 450...650 мА, что устраняет бросок тока зарядки батареи конденсаторов C28—C30, C34—C63 общей ёмкостью более 100000 мкФ. Сработавшее реле подключает параллельно резистору R32 резистор R35. С этого момента стабилизатор может отдавать в нагрузку ток, достигающий 4 А.

При случайном замыкании выхода стабилизатора с общим проводом ток тоже не превысит 4 А, но резко увеличится мощность, рассеиваемая на транзисторах VT1—VT9. Однако она не превысит 25 Вт на каждый транзистор. Из этого следует, что стабилизатор напряжения надёжен и не боится замыканий в нагрузке.

Чтобы точно установить уровни ограничения тока, необходимо временно заменить резистор R32 переменным резистором сопротивлением около 500 кОм, а резистор R35 не устанавливать. Движок переменного резистора переведите в положение максимального сопротивления. Замкнув выход стабилизатора амперметром, включите стабилизатор и плавно уменьшайте сопротивление переменного резистора,

тел. 607-88-18 Приём статей: mail@radio.ru Вопросы: consult@radio.ru

наблюдая за показаниями амперметра. При достижении требующегося безопасного пускового тока выключите стабилизатор, измерьте введённое сопротивление переменного резистора и замените его постоянным резистором такого же сопротивления.

Затем вместо резистора R35 подключите переменный резистор сопротивлением 100 кОм, а к выходу стабилизатора через амперметр — максимальную нагрузку. Включите стабилизатор и дождитесь срабатывания реле. После этого начинайте плавно уменьшать сопротивление переменного резистора. При достижении номинального напряжения стабилизации и заданного максимального тока нагрузки выключите стабилизатор, измерьте введённое сопротивление переменного резистора и замените его постоянным.

Такую же процедуру нужно выполнить и со стабилизатором отрицательного напряжения. Нельзя просто устанавливать резисторы R33 и R36 такого же сопротивления, как соответственно R32 и R35. Дело в том, что коэффициенты передачи тока у транзисторов, применённых в обоих стабилизаторах, существенно различаются. Например, у транзисторов 2SA1943 он — около 140, а у 2SC5200 — только 85.

Трансформаторы T1 и T2 — заказные с пониженной индукцией и вторичными обмотками на 2×54 В (со средними выводами) при токе нагрузки 5 А. Трансформаторы устанавливают каждый со своей стороны в самой нижней части теплообменника (аквaблока) системы водяного охлаждения стабилизатора. Акваблок служит своеобразным шасси, на котором размещены все узлы устройства. Перед установкой трансформаторов для них формуют с помощью эпоксидной смолы идеально плоские посадочные площадки. Затем резьбовыми шпильками M12 трансформаторы прижимают к акваблоку.

В режиме холостого хода напряжение на выходах выпрямителей (входах собственно стабилизаторов) — 76 В. При подключении к выходу стабилизатора нагрузки сопротивлением 10 Ом оно падает до 64 В. Если необходим больший ток нагрузки, например 10 А, то номиналы резисторов R3—R20 следует уменьшить до 10 Ом.

Диоды-супрессоры VD1 и VD2 предназначены для гашения перенапряжений во время переходных процессов, сопровождающих включение стабилизатора в сеть.

При правильном монтаже и сборке стабилизатор начинает работать без каких-либо проблем. При непрерывной нагрузке током 4 А на транзисторах VT1—VT9 рассеивается мощность около 60 Вт (по 6 Вт на каждом транзисторе). На каждом из резисторов R3—R11 — по 4 Вт. Совместно стабилизаторы напряжения положительной и отрицательной полярности рассеивают около 180 Вт. Две пары стабилизаторов для питания усилителей левого и правого стереоканалов, установленные на общем акваблоке, рассеивают 360 Вт.

Акваблок состоит из двух отрезков дюралюминиевой шины сечением 100×10 мм и длиной 1000 мм, стянутых винтами по периметру. Для герметизации стыка между шинами применён автомобильный герметик. На внутренней поверхности каждой шины отфрезерованы по две параллельные канавки размерами 960×15×4 мм, по которым течёт охлаждающая вода. Общее сечение водопроводящего канала — 15×8 мм, его суммарная длина — 1920 мм, расход воды — 0,75 л/мин, температура воды на входе акваблока — 24 °С, на выходе — 29 °С. Вода поступает из водопровода через одноступенный фильтр.

Четырёхлетний опыт эксплуатации такой открытой системы водяного охлаждения показал стабильность её тепловых параметров. Но систему можно сделать и закрытой с циркуляцией дистиллированной воды через акваблок и внешний автомобильный радиатор.

Транзисторы VT1—VT18 смонтированы на печатной плате с алюминиевой подложкой, прижатой к акваблоку с применением теплопроводной пасты. Температура поверхности платы — около 34 °С. Транзисторы 2SA1943 и 2SC5200 нагреваются до температуры около 50 °С. Испытания показали, что эта температура в течение трёх часов работы оставалась неизменной.

Описанная система охлаждения компактна, эффективна и абсолютно бесшумна. Она позволяет отводить около киловатта тепловой мощности. В качестве сигнализатора аварийного отсутствия проточной воды в системе в подводящем её трубопроводе установлен датчик давления ДРД-40. Он идеально подходит для стандартной водопроводной сети. При аварийном отключении воды контакты этого датчика размыкаются и отключают стабилизатор от электрической сети.

Кроме того, необходимо установить датчики температуры на одном или нескольких транзисторах 2SA1943, которые, как показала практика, нагреваются сильнее, чем транзисторы 2SC5200. Такие же датчики рекомендуется установить и на трансформаторах.

Этот стабилизатор подходит для паяльника с номинальным напряжением питания от 4,5 до 15 В, но может быть доработан для работы с паяльником, работающим при напряжении до 35 В. Нагреватель паяльника должен быть изготовлен из материала с возможно большим положительным ТКС. Лучший результат получается с керамическим нагревателем. Но и с нагревателем из нихрома стабилизатор тоже работает.

Приступая к изготовлению стабилизатора, нужно измерить сопротивление нагревателя при холодном и разогретом до максимальной температуры паяльнике, поскольку от этих параметров зависят номиналы многих элементов устройства. Мне однажды попался паяльник, нагреватель которого вёл себя подобно угольному микрофону, реагируя изменением сопротивления на любое нажатие. Безусловно, с таким паяльником стабилизатор работать не сможет. Поэтому во время измерения сопротивления нагревателя в горячем состоянии нажмите на жало паяльника и слегка постучите им по какому-нибудь предмету, имитируя пайку. Никаких изменений сопротивления при этом наблюдаться не должно.

Схема стабилизатора изображена на **рис. 1**. Указанные на ней номиналы элементов выбраны исходя из работы с паяльником, имеющим нихромовый нагреватель (он показан на схеме в виде резистора $R_н$) с холодным сопротивлением около 3 Ом и напряжением питания 7 В.

Таймер NE555D (DD1) включён по схеме одновибратора. Для его запуска требуется, чтобы напряжение U_2 на входе S (выводе 2) таймера стало ниже, чем корректируемое резисторами R2, R3 и R5 образцовое напряжение, поступающее на вход внутреннего компаратора таймера от внутреннего делителя его напряжения питания. Напряжение U_2 образуется при протекании измерительного тока через резистор R10 и нагреватель паяльника $R_н$. В итоге образуется подключённый к входам внутреннего компаратора микросхемы DD1 измерительный мост, схема которого показана на **рис. 2**. Сопротивление нагревателя $R_н$ на этой схеме условно показано в виде терморезистора.

Сопротивление резистора R10 должно быть таким, чтобы напряжение U_2 не выходило за пределы от 0,5 В до четверти напряжения питания, поэтому его номинал выбирают из условия

$$3 \cdot R_{нг} \le R10 \le \left(\frac{U_{пит}}{0{,}5} - 1\right) \cdot R_{нх},$$

где $R_{нг}$ и $R_{нх}$ — сопротивление нагревателя соответственно в горячем и холодном состояниях; $U_{пит}$ — напряжение питания.

Я выбрал резистор R10 сопротивлением 24 Ом, что при напряжении питания 7 В и холодном паяльнике соответствует напряжению U_2 около 0,8 В. Максимальную мощность, рассеиваемую на резисторе R10, вычисляют по формуле

$$P_{max} = \frac{U_{пит}^2 \cdot R10}{(R10 + R_{нх})^2}.$$

Стабилизатор температуры низковольтного паяльника без специального датчика

А. СКИРДА, г. Жуковский Московской обл.

Предлагаемый стабилизатор оценивает температуру паяльника по зависящему от неё электрическому сопротивлению нагревателя. Измерение производится в моменты, когда нагреватель кратковременно отключён от источника питания и его температура наиболее близка к температуре жала паяльника.

В данном случае она не превышает 1,6 Вт.

Образцовое напряжение для компаратора снимают со встроенного в таймер делителя напряжения и корректируют резисторами R2, R3, R5. Оно равно

$$U_{обр} = \frac{U_{пит}\cdot\left(\frac{10\cdot R_к}{10+R_к}\right)}{2\cdot\left(\frac{10\cdot R_к}{10+R_к}+5\right)};$$

$$R_к = \frac{R2\cdot R3}{R2+R3} + R5.$$

Значения сопротивления должны быть заданы в килоомах.

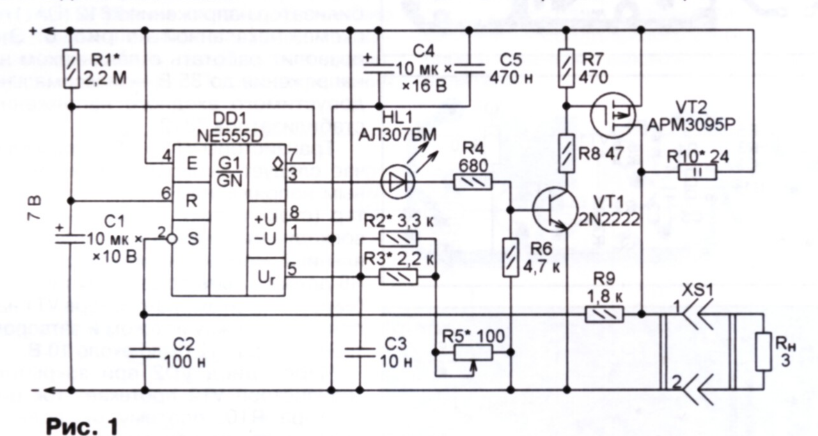


Рис. 1

В положении минимального сопротивления переменного резистора R5 напряжение $U_{обр}$ должно быть равно напряжению U_2 при холодном паяльнике. В положении максимального сопротивления — напряжению U_2 при паяльнике, нагретом до максимальной температуры.

Если используемый омметр (мультиметр) не обеспечивает достаточной точности измерения сопротивления паяльника или просто нет желания рассчитывать сопротивления резисторов R2, R3 и R5, можно определить их экспериментально, временно включив вместо них между выводом 5 таймера и общим проводом многооборотный подстроечный резистор на 10 кОм.

Сначала при холодном паяльнике, постепенно увеличивая сопротивление подстроечного резистора, добейтесь включения нагревателя. Это будет сопротивление параллельно соединённых резисторов R2 и R3.

Продолжая увеличивать сопротивление подстроечного резистора и контролируя температуру жала паяльника, добейтесь стабилизации температуры на необходимом максимальном уровне. Вычтя из полученного значения сопротивления ранее найденное сопротивление параллельно соединённых резисторов R2 и R3, получите необходимое максимальное сопротивление переменного резистора R5. Безусловно, измерять сопротивление временно установленного подстроечного резистора следует только после отключения его от устройства.

После старта одновибратора уровень напряжения на выходе 3 таймера становится высоким, что открывает транзисторы VT1 и VT2 и включает нагреватель паяльника. Если номинальный ток нагревателя не превышает 1 А, можно заменить полевой p-канальный полевой транзистор VT2 биполярным структуры p-n-p, например, 2SB772 или другим с достаточными максимальным током коллектора, напряжением коллектор—эмиттер и коэффициентом передачи тока базы. Включают биполярный транзистор по схеме, показанной на **рис. 3**. При большем токе этот транзистор будет сильно нагреваться и его придётся установить на теплоотвод. Полевому транзистору здесь теплоотвод не потребуется.

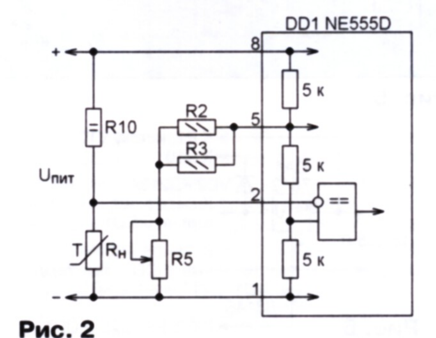


Рис. 2

Рис. 3

Сопротивление резистора R8 приведено на схеме для транзистора 2SB772 с $h_{21э} > 30$. Если этот параметр значительно отличается от указанного, резисторы R4 и R8 придётся подобрать. Необходимости сильно уменьшать сопротивление резистора R4 можно избежать, подключив его левый (по схеме рис. 1) вывод непосредственно к выходу 3 таймера DD1, минуя светодиод HL1. Катод светодиода в этом случае соединяют с общим проводом через дополнительный резистор сопротивлением около 1 кОм. При напряжении питания до 8 В желательно использовать светодиод красного цвета свечения, а при большем напряжении можно применить светодиод и другого цвета.

Цепь R1C1 — времязадающая. От номиналов её элементов зависит время, на которое включается нагреватель в каждом цикле работы стабилизатора. Нужно учитывать, что это время зависит и от положения движка переменного резистора R5, которым изменяют пороги срабатывания таймера.

В начале налаживания стабилизатора в качестве R1 впаивают резистор сопротивлением 100 кОм и проверяют работу прибора во всём заданном интервале регулировки температуры стабилизации. После этого постепенно увеличивают сопротивление этого резистора, пока размах колебаний температуры жала не превысит один-два градуса Цельсия.

После окончания цикла нагревания начинается новый цикл измерения температуры. Транзистор VT2 закрывается, и напряжение с делителя R10Rн через интегрирующую цепь R9C2 поступает на вывод 2 таймера DD1. Во время работы нагревателя конденсатор C2 был заряжен почти до напряжения питания, после закрывания транзистора VT2 он разряжается через резистор R9 до напряжения на выходе делителя R10Rн. Цепь R9C2 задерживает момент запуска одновибратора (измерения температуры) на время, необходимое для завершения переходных процессов, происходящих в момент переключения. Они связаны с разрядкой конденсатора C1, выбросами напряжения на индуктивности нагревателя и соединительных проводов и другими факторами.

При любых подозрениях на неустойчивость стабилизатора нужно увеличить задержку, увеличивая ёмкость конденсатора C2 или сопротивление резистора R9. Так как темп управления довольно низкий, эта задержка даже при максимальной температуре не оказывает заметного влияния на коэффициент заполнения импульсов, нагревающих паяльник.

Когда нагреватель остынет до температуры, установленной с помощью переменного резистора R5, его сопротивление уменьшится настолько, что напряжение на входе 2 таймера станет ниже порогового. После этого одновибратор запустится вновь и цикл работы стабилизатора повторится.

Тепловые процессы, происходящие в паяльнике, можно изучать, пользуясь упрощённой эквивалентной электрической схемой, изображённой на **рис. 4**. В ней источник тепловой энергии заменён источником тока GI1. Управляемый ключ S1 имитирует включение и выключение нагревателя. Когда он замкнут, ток источника заряжает конденсатор $C_н$, имитирующий теплоёмкость нагревателя, до напряжения $U_н$ — эквивалента температуры нагревателя $T_н$. Далее через тепловое сопротивление между нагревателем и жалом $R_{н-ж}$ жало паяльника теплоёмкостью $C_ж$ разогревается до температуры $T_ж$ (её эквивалент — напряжение $U_ж$). Замыкание ключа S2 имитирует прикосновение жала к паяемым деталям, имеющим тепловое сопротивление относительно окружающей среды $R_{д-с}$. Температура окружающей среды $T_о$ представлена потенциалом общего провода $U_о$.

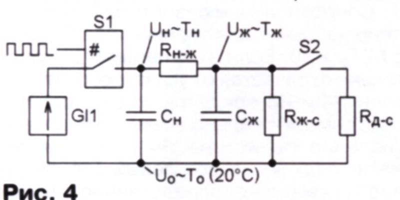


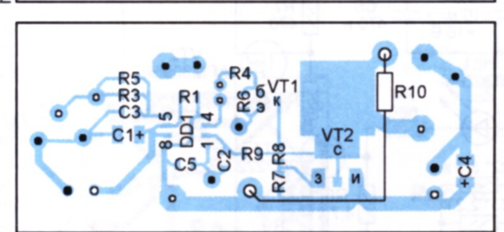
Рис. 4

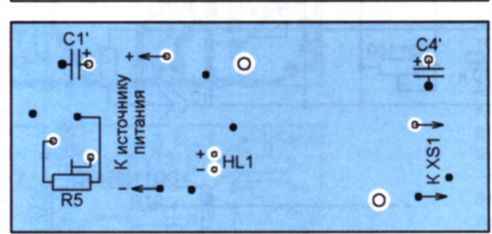
Исследовать поведение электрической модели можно с помощью любой программы моделирования электрических цепей. Я использовал Multisim. Модель была дополнена рассмотренной выше схемой стабилизатора температуры. На вход 2 таймера подавалось напряжение $U_н$, а выход 3 таймера был соединён с управляющим входом ключа S1. Наибольшую трудность представил правильный выбор параметров элементов эквивалентной схемы в условиях, когда реальные значения тепловых параметров паяльника неизвестны. Поэтому элементы эквивалентной схемы были подобраны опытным путём, а результаты моделирования дали лишь качественную картину происходящих процессов.

При высоком темпе управления и малой продолжительности работы нагревателя в каждом цикле стабилизируется температура самого нагревателя, поскольку он одновременно служит датчиком температуры. Но при неизменной температуре нагревателя на тепловом сопротивлении нагреватель—жало во время пайки наблюдается значительное падение температуры, при этом температура жала уменьшается.

Если увеличить длительность включённого состояния нагревателя, он успевает нагреться значительно выше температуры жала. В паузах нагреватель за счёт сравнительно небольшой теплоёмкости быстро остывает, и его температура становится почти равной температуре жала. Именно в этот момент происходит измерение температуры нагревателя, по результатам которого определяется необходимость его повторного включения. В итоге при пайке температура жала меньше проседает, что частично устраняет влияние того, что фактически измеряется температура не жала, а нагревателя. Максимальная длительность включения нагревателя ограничена теплоёмкостью паяльника, которая оказывается недостаточной для сглаживания колебаний температуры до приемлемых значений.

Стабилизатор собран на печатной плате из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита, изображённой на **рис. 5**. На одной стороне платы фольгу не травят. Она служит общим проводом. Вокруг отверстий под выводы деталей, не соединяемые с общим проводом, фольга удалена путём зенковки сверлом большого диаметра. В остальные отверстия (на схеме расположения деталей они показаны залитыми) впаивают проволочные перемычки или пропаивают проходящие сквозь них выводы деталей с двух сторон.





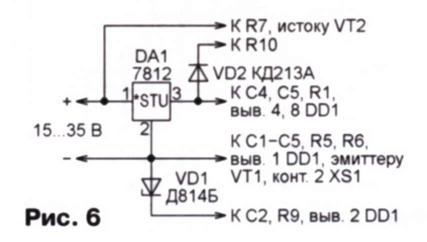


Рис. 5

В качестве R10 можно использовать резистор МЛТ-2 или проволочный. Как самую горячую деталь, его лучше расположить, вообще, вне платы. Оксидные конденсаторы C1 и C4 могут быть как в корпусе B для поверхностного монтажа, так и обычными с проволочными выводами. Места для последних обозначены C1' и C4'. Остальные конденсаторы и постоянные резисторы — типоразмера 0805 для поверхностного монтажа. Переменный резистор R5 — ВСП4-1А 0,5 Вт. В качестве VT2 может быть применён транзистор в корпусе SOT-223, TO-252 или TO-263. Посадочное место на плате подойдёт для любого из них.

Крепёжные отверстия на плате не предусмотрены, её крепят в корпусе за резьбовую втулку оси переменного резистора R5. Это допустимо, поскольку плата имеет малые размеры и массу. Она не подвергается никаким механическим нагрузкам.

Максимальное напряжение питания рассмотренного стабилизатора и практически равное ему напряжение питания паяльника ограничены допустимым напряжением питания таймера NE555D, равным 15 В. Если питать таймер от отдельного источника такого напряжения, то напряжение питания самого паяльника может быть значительно увеличено.

Для этого можно подключить дополнительный интегральный стабилизатор напряжения 7812 (DA1) по схеме, показанной на **рис. 6**. Это позволит работать с паяльником на напряжение до 35 В — максимально допустимого входного напряжения стабилизатора 7812.

Рис. 6

Транзисторы VT1 и VT2 в этом случае следует выбирать с максимальным напряжением коллектор—эмиттер (сток—исток), значительно превосходящим напряжение питания паяльника. Номиналы резисторов R7 и R8 должны быть подобраны так, чтобы при открытом транзисторе VT1 напряжение между истоком и затвором транзистора VT2 было около 10 В.

Через диод VD2 при закрытом транзисторе VT2 протекает ток резистора R10, поэтому он должен иметь запас по допустимому прямому току и не нагреваться во время работы. Так как диод VD2 включён в измерительный мост, изменение прямого падения напряжения на нём под действием температуры может привести к изменению температуры стабилизации. Это будет особенно заметно при нагревателе с низким ТКС.

Стабилитрон VD1 защищает вход микросхемы от избыточного напряжения, когда нагреватель включён. Его напряжение стабилизации может находиться в пределах 6...9 В. Сопротивление и мощность резистора R10 следует рассчитать по приведённым ранее формулам, подставив в них в качестве $U_{пит}$ выходное напряжение стабилизатора DA1 (12 В) за вычетом падения напряжения на диоде VD2.

Для дальнейшего увеличения напряжения питания паяльника нужно позаботиться об ограничении напряжения на входе стабилизатора напряжения питания таймера и измерительного моста, использовать для управления нагревателем ключ с оптической развязкой. ■

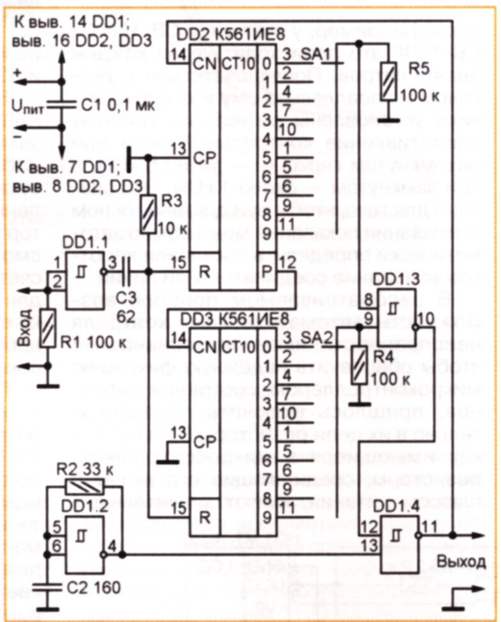
Приём статей: mail@radio.ru Вопросы: consult@radio.ru тел. 607-88-18

Умножитель числа импульсов с переключаемым коэффициентом умножения

К. МОРОЗ,
г. Белебей, Башкортостан

В радиолюбительской практике может найти применение устройство (его схема показана на **рисунке**), формирующее из импульсной последовательности на входе пачки импульсов, число которых можно изменять в довольно широких пределах.

Работает устройство следующим образом. Входные импульсы подают на объединённые входы триггера Шмитта DD1.1. Он улучшает форму импульсов, а дифференцирующая цепь C3R3 укорачивает их по длительности. Короткие импульсы положительной полярности поступают на входы R соединённых последовательно счётчиков-дешифраторов DD2, DD3 и переводят их в нулевое состояние. При этом на их выходах устанавливается уровень лог. 0, на выходе элемента DD1.3 — уровень лог. 1, и элемент DD1.4 начинает пропускать на выход импульсы тактового генератора, выполненного на элементе DD1.2. Эти же импульсы подаются на счётный вход счётчика DD2. После поступления определённого числа импульсов, заданного переключателями SA1 и SA2, на входах элемента DD1.3 появляются уровни лог. 1, а на выходе — уровень лог. 0, запрещающий прохождение импульсов тактового генератора через элемент DD1.4.



В таком состоянии устройство находится до прихода следующего входного импульса, который обнуляет счётчики DD2 и DD3, далее процесс повторяется. Таким образом, на каждый входной импульс устройство формирует пачку импульсов, число которых задано переключателями SA1 и SA2.

Для корректной работы умножителя частота входных импульсов должна быть как минимум в 100 раз меньше частоты тактового генератора на элементе DD1.2. При указанных на схеме номиналах резистора R2 и конденсатора C2 частота следования импульсов этого генератора равна примерно 160 кГц, поэтому частота входных импульсов не должна превышать 1,5 кГц.

Доработка электропаяльника

В. ФИЛИНЦОВ,
г. Тарту, Эстония

Многие радиолюбители пользуются простыми и недорогими отечественными электропаяльниками ЭПЦН с нихромовым нагревателем и несъёмным паяльным стержнем. На мой взгляд, эти паяльники обладают двумя существенными недостатками: быстро обгорающий паяльный стержень и то, что он несъёмный. Предлагаю вариант доработки конструкции паяльника, который разом устраняет оба эти недостатка. Суть доработки — придание концу паяльного стержня ступенчатой формы для стыковки с насадкой, конец которой имеет такую же форму (см. **рисунок**).

Для этого паяльный стержень паяльника (можно и обгоревший, главное, чтобы он выступал из кожуха нагревателя не менее чем на 35 мм) зажимаем в кончиках губок тисков под углом приблизительно 40° (ни в коем случае не закреплять за нагревательный элемент!) и аккуратно спиливаем напильником его часть до плоскости, проходящей через его ось, на длине примерно 15 мм. Затем берём отрезок медного или латунного прутка такого же диаметра, что и паяльный стержень паяльника (заготовку будущей насадки), и вытачиваем на нём такую же ступеньку. Главное, чтобы при стыковке насадки с доработанным концом паяльного стержня они становились как бы продолжением друг друга. Далее размечаем на полке паяльного стержня центры двух отверстий, отстоящих одно от другого на 8...10 мм, накерниваем углубления и сверлим отверстия под винты небольшого диаметра (М1,6—М2,5 в зависимости от диаметра паяльного стержня). В завершение сверлом примерно вдвое большего диаметра снимаем заусенцы с кромок отверстий.



Теперь берём заготовку насадки, состыковываем её с концом паяльного стержня и плотно обматываем прочной тонкой ниткой место соединения с таким расчётом, чтобы одно из отверстий в паяльном стержне осталось свободным. Используя его для направления сверла, аккуратно сверлим в заготовке насадки такое же отверстие, разбираем соединение, снимаем заусенцы и вновь собираем, но теперь стержень и заготовку скрепляем не ниткой, а винтом с гайкой, вставив винт в совпадающие отверстия. Просверлив второе отверстие в заготовке, снимаем с него заусенцы — основная часть работы сделана. Остаётся придать концу заготовки насадки нужную форму и закрепить насадку на паяльном стержне двумя винтами с гайками. Можно залуживать жало и переходить к пайке.

Тем, кто захочет сделать остроконечную коническую насадку (изображена в верхней части рисунка), но не имеет возможности изготовить её на токарном станке, предлагаю воспользоваться электродрелью. Крепко зажав её горизонтально в тисках или специальном держателе на столе, закрепляют заготовку насадки в патроне и, включив дрель, обтачивают её напильниками вначале с грубой насечкой, а затем мелкой (личнёвым и бархатным). Эту работу лучше выполнить в первую очередь, а уж потом сделать ступеньку для стыковки с паяльным стержнем.

При смене насадок необходимо время от времени очищать "нулёвкой" (шлифовальной наждачной бумагой М40) плоскости ступенек на насадках и паяльном стержне. А чтобы паяльником было удобнее работать и он дольше служил, его можно дополнить регулятором мощности, схемы таких устройств неоднократно публиковались в журнале "Радио".

Приведённые на рисунке размеры приблизительные. Каждый выберет их, исходя из размеров паяльного стержня имеющегося паяльника.

тел. 608-28-38
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Повторитель показаний бытовых счётчиков воды

Н. КАМЕНЕВ, г. Москва

Предлагаемое устройство даёт возможность постоянно дублировать показания квартирных счётчиков расхода горячей и холодной воды, часто установленных в весьма неудобных для снятия показаний местах. Его же можно применить и для других целей, например, как счётчик витков, деталей на конвейере или подсчёта посетителей.

Неудобство считывания показаний механических счётчиков воды привело меня к решению создать их электронный повторитель. Это устройство я решил собрать на имеющихся у меня микроконтроллере PIC16F84A-04/P и двухстрочном ЖКИ MT-16S2D. Схема повторителя показана на **рис. 1**.

Бытовые счётчики холодной и горячей воды, имеющие в названии индекс И, уже оборудованы герконом, замыкающимся и размыкающимся при прохождении через счётчик определённой порции воды. Например, у счётчиков СВ-15ИХ и СВ-15ИГ это происходит через каждые десять литров. Последовательно с герконом и параллельно ему в каждом датчике установлены резисторы, поэтому сопротивление контрольной цепи при разомкнутом герконе — около 6 кОм, а при замкнутом — около 1 кОм. Это сделано для того, чтобы при дистанционном считывании показаний можно было автоматически определить обрыв или короткое замыкание соединительной линии.

В рассматриваемом приборе возможность автоматического контроля неисправности не использована. Но чтобы обеспечить надёжную фиксацию микроконтроллером состояния герконов, пришлось включить последовательно в их цепи резисторы R1 и R2. Так как имеющиеся в микроконтроллере резисторы, соединяющие его входы с плюсом питания, имеют значительный разброс сопротивления, резисторы R1 и R2, возможно, придётся подобрать.

В программе микроконтроллера организованы два независимых счётчика замыканий герконов. Каждое замыкание добавляет к содержимому соответствующего счётчика десять литров. Накопленные значения выводятся на индикатор в кубических метрах (**рис. 2**). Предусмотрены также кнопки (SB1, SB2 — для счётчика холодной воды и SB3, SB4 — для счётчика горячей воды), нажатиями на которые в начале работы повторителя добиваются совпадения его показаний с показаниями механических счётчиков.

Х-482,960
Г-360,860

Рис. 2

Питают прибор от батареи GB1 из четырёх гальванических элементов типоразмера AA. Он потребляет от них ток 2,5 мА. Работоспособность микроконтроллера, согласно его паспортным данным, сохраняется при напряжении питания от 3 до 6 В. Одного комплекта элементов хватает на два-три года непрерывной работы (без использования подсветки индикатора). Накопленного в конденсаторе C4 заряда достаточно, чтобы сохранить работоспособность прибора в течение 30 с после отключения батареи питания. Этого времени вполне достаточно для замены её израсходованных элементов. Питать прибор можно и от любого источника напряжения 5 В.

Повторитель собран на односторонней печатной плате, чертёж которой показан на **рис. 3**. Её длина и ширина совпадают с размерами использованного ЖКИ, для подключения которого на ней предусмотрен разъём. Кнопки управления можно установить на плату или вынести их на лицевую панель корпуса прибора.

Собранное без ошибок устройство начинает работать сразу. Нужно лишь отрегулировать подстроечным резистором R4 контрастность изображения на его индикаторе, а кнопками SB1—SB4 установить на нём значения, равные показаниям счётчиков воды на данный момент.

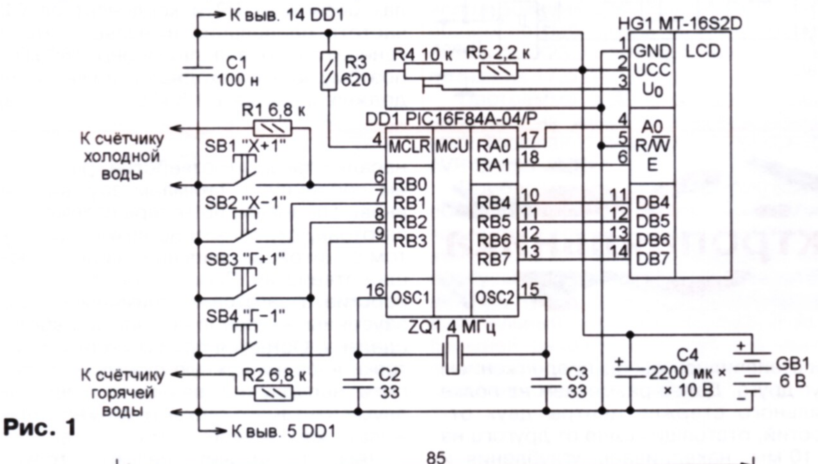
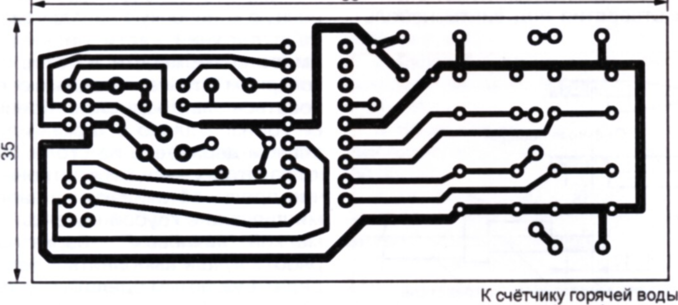


Рис. 1



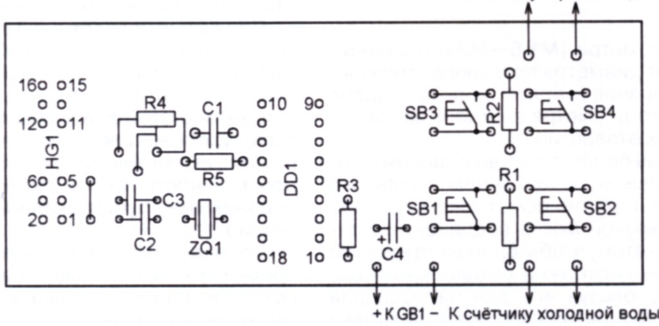


Рис. 3

От редакции. Программа микроконтроллера и файл печатной платы в формате Sprint Layout 6.0 имеются по адресу ***ftp://ftp.radio.ru/pub/2015/12/vodomer.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

Дозиметр-индикатор интенсивности облучения

С. МАКАРЕЦ, г. Киев, Украина

Предлагаем вниманию читателей усовершенствованный вариант прибора, описание которого было опубликовано в [1].

По мнению автора, новый прибор обладает существенными преимуществами над прототипом, поскольку не только выводит результаты измерения на экран ЖКИ, но и обеспечивает соблюдение условий измерения максимальной для используемого в конструкции счётчика Гейгера СБМ-20 интенсивности радиации 144 мР/ч [2]. Кроме того, он измеряет суммарную дозу облучения. Её значение на индикаторе сменяется каждый час, а в случае превышения заданного пользователем порога — после каждого измерения интенсивности облучения. Суммарную дозу и интенсивность облучения прибор сравнивает с заданными порогами, и в случае их превышения он выдаёт на индикатор сообщение "ФОН" или "РРР" (радиация), как показано на **рис. 1**.

Результаты измерения прибор запоминает в энергонезависимой памяти — EEPROM микроконтроллера. Усреднённое за час значение интенсивности облучения выводится в верхней строке экрана ЖКИ. Индикацию текущего или усреднённого за час значения переключают предусмотренной для этого кнопкой. После часа работы в режиме индикации текущего значения прибор автоматически возвращается к индикации усреднённого. В случае превышения допустимой интенсивности облучения включается звуковая и световая сигнализации, а индикация усреднённой за час интенсивности автоматически сменяется индикацией текущей.

Если превышена заданная пользователем доза облучения, то, кроме запоминания превышения в EEPROM, прибор переходит в режим индикации превышения допустимой дозы. Отключить этот режим можно только вручную.

В результате проведённых усовершенствований отпала необходимость постоянно следить за показаниями прибора или находиться вблизи него, чтобы услышать звуковой сигнал. Превышение допустимой дозы будет зафиксировано и измерено автоматически, а результаты её измерения с постоянным накоплением сохранятся на индикаторе (**рис. 2**).

Схема усовершенствованного прибора изображена на **рис. 3**. Потребляемый им ток при работе в условиях естественного радиоактивного фона, когда звуковая и световая сигнализации не срабатывают, не превышает 2 мА (фактически измеренный — 1,68 мА), продолжительность работы с литий-ионным аккумулятором ёмкостью 2670 мА·ч — более 66 суток.

Звуковая и световая индикации аналогичны прибору-прототипу. При превышении первого порога включается мигающий светодиод HL2, второго — звуковой (HA1) и световой (HL1) сигнализаторы поступающих от счётчика Гейгера импульсов, а в конце измерения подаётся сигнал тревоги из пяти свето-звуковых импульсов. Этот режим отменяется только по окончании очередного цикла измерения с результатом, не превышающим допустимый, либо принудительно кнопкой SB3. Всего предусмотрены три режима звуковой сигнализации, обозначаемых значком в крайнем правом знакоместе верхней строки индикатора:

- — индикация превышения;
- — в отличие от предыдущего режима, слышны импульсы счётчика Гейгера.

Нет символа — звук выключен, но спустя час автоматически будет включён режим "Индикация превышения".

Для подзарядки литий-ионного аккумулятора G1 в приборе имеется солнечная батарея GB1. Режим автоматической оценки работоспособности аккумулятора исключён.

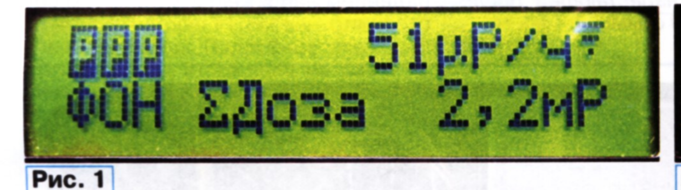


Рис. 1

ФОН 15μР/ч
Доза+ 2'303μР

Рис. 2

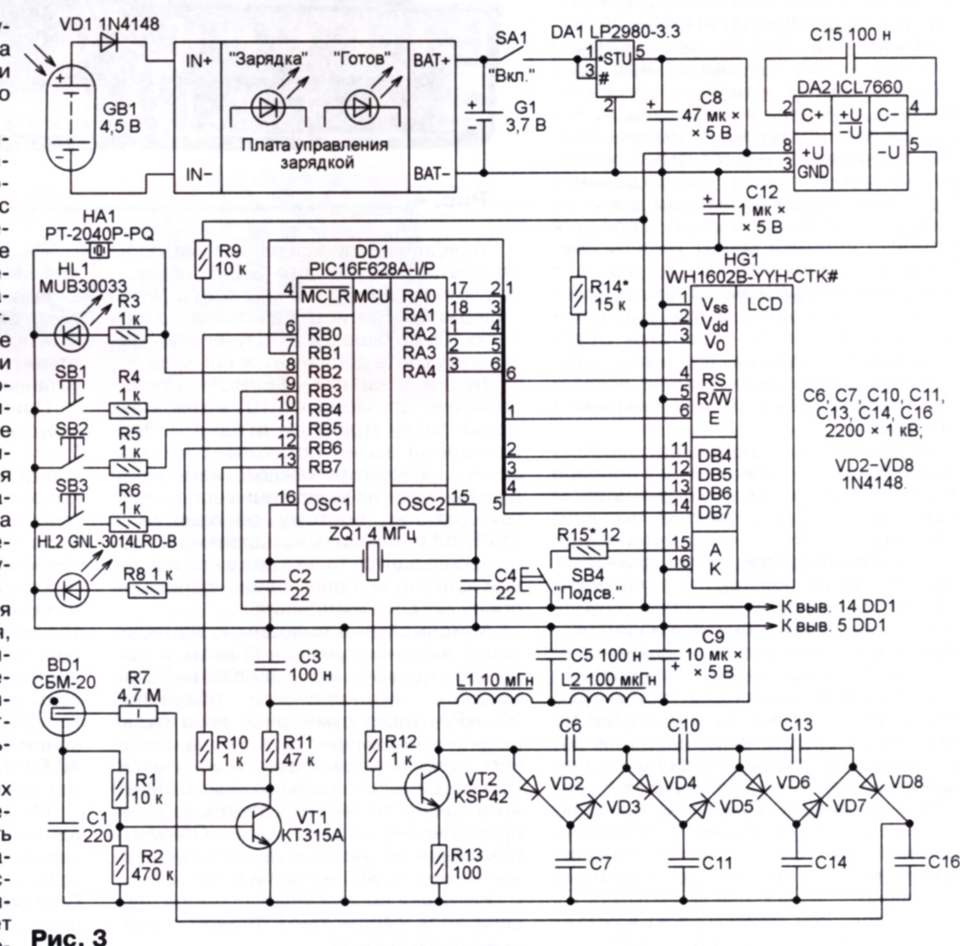


Рис. 3

Чувствительность используемого в приборе счётчика Гейгера СБМ-20 (BD1) — 420±20 имп/с при интенсивности гамма-облучения 4 мкР/с [2], поэтому интенсивности облучения в мкР/ч соответствует число импульсов, зафиксированное за 34,3 с (подробный расчёт приведён в [1]). Относительная погрешность показаний прибора с некалиброванным счётчиком (а в домашних условиях калибровка невозможна) не может быть лучше ±5 %. К этому следовало бы добавить двадцатипроцентную погрешность старения счётчика, но она будет накоплена лишь после выдачи им $2\cdot10^{10}$ импульсов, что при интенсивности облучения 25 мкР/ч произойдёт приблизительно через 860 лет.

Временной интервал счёта импульсов формирует таймер 1 микроконтроллера DD1. С учётом программных установок период переполнения счётного регистра этого таймера равен 0,524288 с. Значит, необходимый интервал измерения должен состоять из 34,3/0,524288≈65 (с учётом округления) таких периодов. Число 65 (0x41 в шестнадцатеричной системе) записано по адресу 3 в EEPROM микроконтроллера. В случае использования счётчика Гейгера с другой чувствительностью его можно легко изменить.

Ввиду того что прибор должен фиксировать максимальную для счётчика СБМ-20 интенсивность облучения 144 мР/ч [2], максимально допустимая продолжительность обработки каждого импульса 0,524288×65/144000≈240 мкс.

Прим. ред. *Пролёт радиоактивной частицы через чувствительную зону счётчика Гейгера — явление случайное. Поэтому случайны и интервалы между выдаваемыми счётчиком импульсами. Они подчиняются известному в теории вероятностей закону распределения Пуассона. Указанное автором значение 240 мкс — не максимальный, а средний интервал времени между импульсами. Половина из них будет следовать с бо́льшими интервалами, а другая половина — с меньшими и при указанной продолжительности обработки будет потеряна. В результате при максимальной интенсивности облучения показания прибора окажутся заниженными в два раза.*

Стандартная процедура вывода информации на применённый в приборе ЖКИ со встроенным знакогенератором длится около 80 мс (измерено экспериментально), при этом не учтено ещё большее время физического установления состояния жидкокристаллических элементов индикатора. Время вывода можно уменьшить, обновляя на индикаторе не все знаки, а лишь необходимые. Но при большой частоте обновления невозможно избавиться от неприятного мерцания. Поэтому от индикации на ЖКИ импульсов счётчика Гейгера, хорошо работающей лишь при фоновых значениях интенсивности облучения, пришлось отказаться. Показания обновляются только по окончании измерительного интервала 34,08 с, при этом анализ превышения и сигнализация активны постоянно.

Для подсчёта максимально возможного числа импульсов (144000) недостаточно одного и даже двух восьмиразрядных регистров микроконтроллера (максимальное значение 16-разрядного двоичного числа 256×256−1=65535), поэтому для подсчёта использованы три регистра (максимальное 24-разрядное число — 16777215).

В течение часа будет выполнено 106 измерений (3600/34,08≈106). Это значение в шестнадцатеричном виде (106=0x6A) записано в EEPROM по адресу 4. Логически очевидно, что интенсивность облучения, измеренная в мкР/ч и усреднённая за час измерений, соответствует дозе радиации, полученной за это же время. Усреднение за час работы предполагает суммирование результатов 106 измерений, затем деление полученного результата на 106, однако в силу ограниченных возможностей микроконтроллера (PIC16F628A имеет 224 однобайтных регистра данных, а требуется 106×3=318) такой способ усреднения неосуществим.

Прим. ред. *Нет никакой необходимости хранить результаты всех 106 измерений. Достаточно трёх регистров для хранения их нарастающей после каждого измерения суммы.*

В связи с низковольтным (3,3 В) питанием ЖКИ невозможно получить необходимое напряжение на его выводе 3 с помощью резистивного делителя, поскольку при таком значении напряжения питания оно должно быть отрицательным (около −0,5 В). Для получения отрицательного напряжения применена микросхема преобразования полярности DA2. Подборкой резистора R14 добиваются оптимальной контрастности изображения.

Солнечная батарея должна обеспечивать напряжение в интервале от 4,2 В (напряжение полностью заряженного аккумулятора G1) до 8 В (максимальное допустимое напряжение для микросхемы TP4056, находящейся на плате зарядного устройства). Диод VD1 нужен для гальванической развязки солнечной батареи от USB-разъёма зарядного устройства, иначе солнечная батарея в затемнённом состоянии будет нагружать цепь внешнего питания. Диоды Шотки и германиевые в качестве VD1 более предпочтительны, так как обладают малым падением напряжения в открытом состоянии.

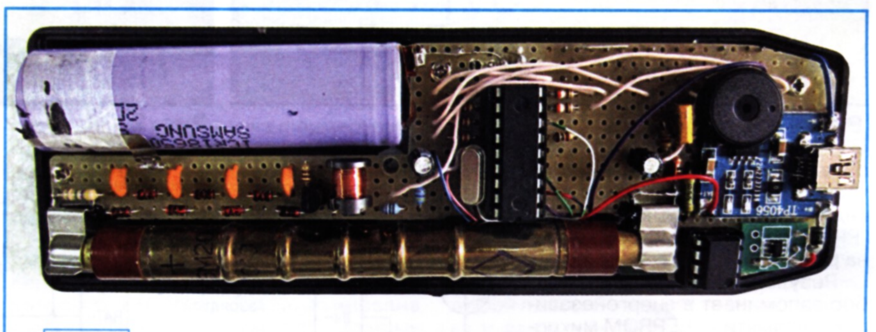


Рис. 4

Усреднение производится методом подсчёта лишь каждого 106-го импульса счётчика Гейгера. В конце часа, если содержимое регистра счётчика по модулю 106 больше 53, к полученному результату счёта добавляется единица.

Теперь о записи в EEPROM. Производитель декларирует 10^6 возможных перезаписей этой области памяти. Элементарный расчёт показывает, что при записи результата каждого измерения ресурс будет исчерпан примерно через год работы, поэтому обращение к EEPROM в условиях естественного фона производится только раз в час и лишь при фиксации превышения порога — после каждого измерения.

Максимальные выводимые на индикатор значения суммарной дозы, а также дозы превышения — 999999 мкР. При средней интенсивности облучения 25 мкР/ч такая суммарная доза будет накоплена примерно за 4,5 года, после чего прибор автоматически обнулится. При максимальной для счётчика СБМ-20 интенсивности 144 мР/ч это произойдёт примерно через семь часов. Обнулить показания можно принудительно, удерживая кнопку SB1 нажатой более 2,5 с.

Работа основных узлов прибора описана в [1], рассмотрим только существенные изменения.

Резисторы R4—R6 предназначены для защиты входов микроконтроллера в случае ошибочного переназначения их выходами во время отладки программы. При использовании устройства только с отлаженной программой их можно не устанавливать, заменив перемычками.

Прибор собран на универсальной монтажной плате навесным монтажом. Плата помещена в унифицированный корпус размерами 150×50×23 мм. Расположение элементов внутри корпуса показано на **рис. 4**, а внешний вид прибора и расположение органов управления на его передней панели — на **рис. 5**.

Особых требований к применённым деталям нет, за исключением того, что транзистор VT2 должен быть высоковольтным (применённый автором транзистор KSP42 имеет максимально допустимое напряжение коллектор—эмиттер 300 В). Номинальное напряжение конденсатора C1 должно быть не менее 40 В (при напряжении питания счётчика Гейгера 400 В).

Микроконтроллер установлен в стандартную 18-гнёздную панель, что в случае необходимости позволяет извлекать его для перепрограммирования. Счётчик Гейгера установлен в креплениях для плавких вставок, впаянных в плату. В случае их отсутствия можно

изготовить крепления из жёсткого медного провода. Паять выводы счётчика не следует. Это может вывести его из строя. Особо следует отметить, что несмотря на симметричность своего корпуса, счётчик СБМ-20 имеет полярность и его необходимо подключать к прибору в соответствии с ней.

Недопустимо и подключение литий-ионного аккумулятора 18650 с помощью пайки. Автором использован аккумулятор с ленточными выводами, присоединёнными к аккумулятору методом "холодной сварки", сами же выводы припаяны непосредственно к контактным площадкам платы.

Светодиод HL1 — обычный, HL2 — мигающий. Резистор ограничения тока подсветки индикатора R15 подбирают экспериментально. Его оптимальное сопротивление очень сильно зависит от используемого индикатора. В частности, для индикатора с белым текстом на синем фоне (первоначально автор использовал именно такой) этот резистор имел сопротивление около 500 Ом, а для индикатора, тип которого указан на схеме, оно должно быть 12 Ом. Кроме того, выяснилось, что выводы плюса и минуса питания внешне похожих символьных ЖКИ разного типа бывают взаимно поменяны местами. Необходимо обязательно уточнять их номера в документации производителя.

Налаживание прибора сводится к установке яркости подсветки подборкой резистора R15, контрастности подборкой резистора R14 и напряжения питания счётчика Гейгера изменением константы в нулевой ячейке EEPROM. Важно отметить, что ввиду маломощности источника питания счётчика Гейгера измерять его выходное напряжение необходимо высокоомным вольтметром. Автор использовал для этой цели осциллограф TDS-210 с выносным делителем измеряемого сигнала, имеющим входное сопротивление 1000 МОм.

Для тех, кто планирует изменять программу микроконтроллера, рассмотрим её особенности.

1. Программа написана на языке ассемблера MPASM в среде разработки программ MPLAB IDE v8.30. Сведения о необходимой конфигурации микроконтроллера содержатся в загрузочном (HEX) файле программы, и устанавливать её вручную нет необходимости.

2. В файле Shorts.inc находятся определения макрокоманд, которые делают более читаемым и сокращают исходный текст программы. Этот файл должен находиться в одной папке с исходным текстом, иначе определённые в нём макрокоманды не будут восприняты ассемблером. Там же должны находиться файлы HD44780LCD.inc (подпрограммы вывода на ЖКИ), delay.inc (подпрограммы выдержки времени), push-pop.inc (сохранение состояния регистров процессора при обработке прерываний). Эти файлы взяты автором из Интернета, комментарии их авторов не удалялись. Файл описания используемого микроконтроллера P16F628.inc также должен быть доступен среде MPLAB.

В связи с тем что макроопределения из файла Shorts.inc разработаны для более простых микроконтроллеров, макрокоманды обращения ко второму и третьему банкам регистров микроконтроллера PIC16F628A в нём отсутствуют. Необходимо делать это путём установки нужных значений разрядов RP0, RP1 регистра STATUS.

3. Поскольку в программе используются трёхбайтные числа, для выполнения операций с ними использованы специально разработанные подпрограммы. Применяется также режим косвенной адресации. В этом случае адрес регистра, с которым предстоит работать, записывают в регистр FSR, после чего все операции, выполняемые над содержимым физически не существующего регистра INDF, фактически будут выполняться в регистре, адрес которого записан в FSR. Если изменить содержимое FSR, те же операции станут выполняться в другом физическом регистре.

4. Подпрограмма вывода на индикатор цифровых значений делает следующее:

— преобразует трёхбайтное двоичное число в восемь байтов, каждый их которых содержит двоичный код одной цифры десятичного представления исходного числа;

— поскольку в ЖКИ необходимо передавать ASCII-коды отображаемых цифр, подпрограмма образует их увеличением двоичного кода выводимой цифры на 0x30.

5. Вывод на индикатор букв и различных знаков реализован двумя способами:

— из содержащейся в программной памяти строки символов. Так, при включении прибора выводится заставка "УРОВЕНЬ + ДОЗА", записанная в памяти, начиная с адреса 0x7E3;

— с помощью подпрограмм, которым выводимые символы передаются как параметры. При выводе коротких последовательностей символов этот способ оказался более экономным.

Важно отметить, что символы латинского алфавита можно записывать непосредственно (например, "qwerty"), а символы кириллицы только их кодами в знакогенераторе ЖКИ. Например, букве Щ соответствует код 0xE2.

6. В программе реализовано создание недостающих символов для вывода на индикатор. Используемый индикатор с встроенным контроллером HD44780 предоставляет возможность создать восемь таких символов в формате 5×8 точек. Они получают коды от 0x00 до 0x07. В приборе используются пять таких символов. Кроме упомянутых выше двух символов режима звуковой индикации, это

▯ — знак повышенного уровня радиации;

∡ — знак усреднения за час;

Σ — знак суммы.

Образы этих символов программа заносит в память ЖКИ. При необходимости их легко изменить.

7. По аналогии с системным регистром микроконтроллера STATUS в программе созданы регистры MatemReg, RegStanu, RegZvuku, каждый разряд которых фиксирует состояние, возникшее в результате выполнения некоторого набора условий, поэтому нет необходимости многократно проверять эти условия, достаточно прочитать значение этого разряда.

8. При загрузке программы в микроконтроллер нет необходимости программировать его EEPROM. Нужные коды будут туда записаны самой программой при её первом запуске. Содержимое EEPROM после первого запуска программы будет таким, как показано в **таблице**.

Основной рабочий цикл программы — формирование напряжения для питания счётчика Гейгера. Обработка импульсов счётчика Гейгера и нажатий на кнопки происходит по прерываниям. Формирование напряжения 400 В для счётчика СБМ-20 осуществляется подачей положительного импульса длительностью около 10 мкс (зависит от содержимого нулевой ячейки EEPROM) на базу транзистора VT2 с последующим умножением напряжения возникших на дросселе L1 импульсов с помощью выпрямителя-умножителя на диодах VD2—VD8. Резистор R7 обеспечивает прекращение электрического разряда в счётчике Гейгера после регистрации импульса.

Затем формируется пауза длительностью около 240 мкс. Обработка микроконтроллером события "спадающий перепад напряжения на RB0/INT" (фронта импульса счётчика) занимает приблизительно 40 мкс (измерено экспериментально). Так что импульсы счётчика Гейгера, поступающие даже с максимально возможной частотой, не приводят к сбоям формирования напряжения на счётчике.

Период 250 мкс, с которым следуют импульсы, формируемые для получения напряжения 400 В, удачно сочетается с резонансной частотой 4 кГц большинства

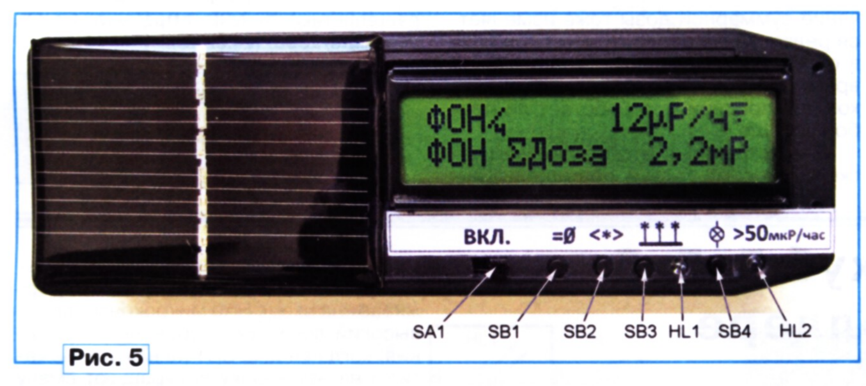


Рис. 5

пьезоизлучателей звука, поэтому для звуковой индикации импульсов используется тот же цикл формирования на выходе RB2 импульса и паузы со 125-кратным повторением (длительность звукового сигнала — приблизительно 30 мс). Одновременно появляется возможность, сокращая длительность звукового сигнала, компенсировать уменьшение напряжения на счётчике Гейгера при повышенной интенсивности облучения. В силу понятных причин автор не проверял работу прибора при интенсивности облучения 144 мР/ч, поэтому возможность компенсации уменьшения напряжения рассматриваем чисто гипотетически.

С целью повышения мощности преобразователя напряжения по сравнению с прототипом [1] индуктивность дросселя L1 увеличена до 10 мГн. Попутно отметим, что протяжённость рабочего участка (плато) счётной характеристики счётчика СБМ-20 — 100 В. В его пределах погрешность не превышает 10 % [2].

Адрес (HEX)	Код (HEX)	Параметр
000	05	Увеличение этого числа приводит к возрастанию напряжения на счётчике Гейгера,и наоборот
001	32	Первый порог (0x32 = 50)
002	4B	Второй порог (0x4B = 75)
003	41	Длительность измерения в периодах переполнения таймера 1 (0x41 = 65)
004	6A	Число измерений за час (0x6A = 106)
005	00	Используется для восстановления состояния прибора при повторном включении
006	FF	Резерв
007	FF	Резерв
008	00	Суммарная доза облучения
009	00	
00A	00	
00B	FF	Резерв
00C	D0	Мнемоника для облегчения визуального восприятия
00D	3A	
00E	FF	Резерв
00F	FF	Резерв
010	00	Превышение первого порога
011	00	
012	00	
013	FF	Резерв
014	D0	Мнемоника для облегчения визуального восприятия
015	3A	
016	D0	Мнемоника для облегчения визуального восприятия
017	3A	

Опыт непродолжительной эксплуатации прибора показал, что в нормальном режиме он показывает усреднённую за час интенсивность облучения, и эти показания могут остаться неизменными после того, как пройдёт ещё час. Значение суммарной дозы тоже изменяется редко, как правило, три-четыре раза в сутки. Не изменяющиеся длительное время показания приводят к тому, что хочется проверить, а работает ли прибор вообще.

Для устранения этого психологического дискомфорта и повышения информативности показаний прибора пришлось внести изменения в программу микроконтроллера. С модифицированной программой в верхней строке индикатора в позициях, которые обычно остаются пустыми, выводится мигающий курсор, который в течение часа последовательно проходит четыре позиции над надписью "Доза" в нижней строке.

Кроме того, в модифицированной программе решена проблема индикации отсутствия импульсов от счётчика Гейгера. В этом случае выводится сообщение "НЕТ ИМПУЛЬСОВ ДАТЧИКА!!!". При появлении импульсов прибор работает в обычном режиме.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Макарец С.** Измеритель-индикатор уровня радиации. — Радио, 2015, № 5, с. 42—44.

2. СБМ-20. Параметры и характеристики. — URL: **http://www.istok2.com/data/2398/** (24.02.15).

От редакции. *Программа микроконтроллера имеется по адресу* ***ftp://ftp.radio.ru/pub/2015/12/dzm-ind.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

Светодиодный куб 5×5×5 на микроконтроллере PIC16F877A

В. ТУРЧАНИНОВ, г. Севастополь

В радиолюбительской литературе и Интернете можно найти немало различных описаний светодиодных кубов. Автор этой статьи предлагает ещё один несложный по схеме вариант. В нём реализованы десять сменяющихся циклически придуманных автором световых эффектов плюс поздравление с Новым годом, адресованное любимой женщине.

Устройство, управляющее светодиодным кубом, собрано на микроконтроллере PIC16F877A-I/P (URL: **http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39582C.pdf** (08.10.15)) по схеме, изображённой на **рис. 1**. Питают его и куб от любого источника постоянного напряжения 9...16 В. Ток потребления — не более 200 мА. Напряжение +5 В для питания микроконтроллера DD1 получено с помощью интегрального стабилизатора напряжения DA1, конденсаторы C2, C4, C5 — блокировочные. Работа микроконтроллера синхронизирована внутренним тактовым генератором, частота которого стабилизирована кварцевым резонатором ZQ1 на 4 МГц.

Куб состоит из пяти горизонтальных "уровней". В каждом из них по 25 светодиодов, размещённых квадратом 5×5. Схема пятого (верхнего) уровня показана на **рис. 2**. Остальные построены по таким же схемам и различаются только позиционными номерами светодиодов. Соединённые вместе катоды светодиодов каждого уровня подключены к коллекторам транзисторов VT1—VT5. Схема ключа на транзисторе VT5 отличается от остальных, поскольку выход RA4 микроконтроллера, который управляет этим ключом, построен по схеме с открытым стоком.

Аноды светодиодов, занимающих одинаковые позиции на каждом уровне, соединены вместе и подключены к выводам портов B, C, D и выводу RA3 микроконтроллера (всего 25 выводов) через ограничивающие ток резисторы R9—R33. Светодиод HL1 подключён к микроконтроллеру через ограничительный резистор R4. Резистор R1 поддерживает на входе RA0 микроконтроллера высокий логический уровень напряжения, когда кнопка SB1 не нажата. Нажатием на эту кнопку прекращают смену световых эффектов, о чём сигнализирует включение светодиода HL1. Все светодиоды куба при этом выключаются. С повторным нажатием на кнопку гаснет светодиод HL1, а чередование световых эффектов возобновляется.

Программа микроконтроллера написана на языке ассемблера. Реализация светового эффекта начинается с формирования включёнными светодиодами куба некой геометрической фигуры, которая затем вращается, передвигается в ту или иную сторону либо деформируется. Изображение создаётся динамически.

Сначала по команде микроконтроллера открывается транзистор VT5, соединяя с общим проводом катоды светодиодов HL102—HL126 первого (самого нижнего) уровня куба. В соответствии с кодом, установленным в этот момент на выходах RA3, RB0—RB7, RC0—RC7, RD0—RD7, включаются те светодиоды этого уровня, которые нужны для формирования приходящейся на него части кадра изображения. Спустя 2 мс транзистор VT5 закрывается, устанавливается код для светодиодов второго уровня и открывается транзистор VT4. За 10 мс изображение кадра формируется полностью, причём за счёт инерционности

Рис. 1

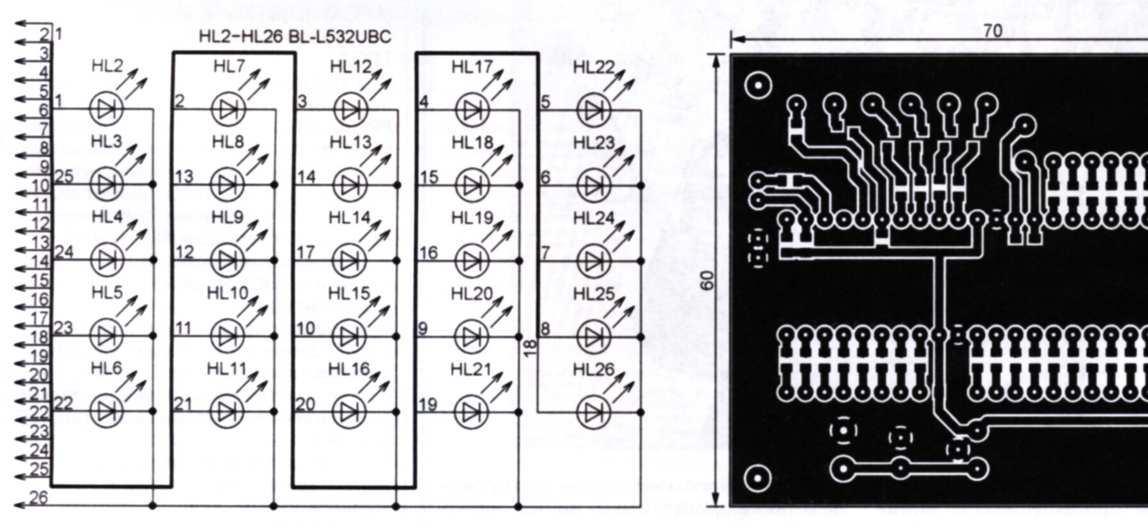


Рис. 2

Рис. 3

зрения чередование включённых уровней остаётся незаметным. Далее аналогично создаётся изображение следующего кадра с новым положением геометрической фигуры и так далее до завершения эффекта.

Длительность одного светового эффекта — 4,3 с. Все десять записанных в памяти микроконтроллера эффектов и текстовое поздравление с Новым годом воспроизводятся по очереди. Поскольку программная память микроконтроллера полностью не заполнена, число световых эффектов можно увеличить, доведя его до 30—40.

Устройство управления кубом собрано на печатной плате из фольгированного с одной стороны стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Чертёж печатных проводников платы — на **рис. 3**, а расположение элементов на обеих её сторонах — на **рис. 4**. Плата рассчитана на установку резисторов и керамических конденсаторов типоразмера 0805 для поверхностного монтажа. Оксидные конденсаторы C2 и C4 — обычные с проволочными выводами. Интегральный стабилизатор LM7805 снабжён пластинчатым теплоотводом с площадью охлаждающей поверхности 6 см^2. Для микроконтроллера предусмотрена панель, в которую его нужно вставлять уже запрограммированным.

Плата помещена в пластмассовый корпус Z28 размерами 119×143,3×37,4 мм. Куб из светодиодов синего цвета свечения установлен на верхней панели корпуса, а зелёный светодиод HL1, кнопка SB1 и разъём питания — на его лицевой панели (**рис. 5**).

Для сборки куба нужно подготовить шаблон из отрезка доски, в котором по сетке с шагом 25×25 мм просверлены 25 отверстий диаметром 5 мм (по диаметру корпуса светодиода). Нужны также две деревянные распорки высотой 24 мм, длиной около 140 мм и шириной около 15 мм.

Вставьте 25 светодиодов в отверстия шаблона, отогните катодный вывод каждого из них в сторону соседнего в ряду и спаяйте эти выводы между собой. Ряды катодных выводов соедините поперечными отрезками жёсткого неизолированного провода. Получившийся квадрат — один уровень куба. Нужно изготовить пять таких квадратов.

В верхней панели корпуса устройства просверлите с шагом 25×25 мм сетку отверстий диаметром 1...1,5 мм и пропустите в них анодные выводы светодиодов квадрата, который будет нижним уровнем куба. Затем положите деревянные распорки между крайними рядами светодиодов. Они нужны, чтобы строго выдержать расстояние 25 мм между уровнями. Уложите на них второй квадрат и припаяйте анодный вывод каждого образующего его светодиода к анодному выводу находящегося под ним светодиода предыдущего уровня. Выводы необходимо предварительно изогнуть соответствующим образом, чтобы светодиоды нового уров-

тел. 608-28-38
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

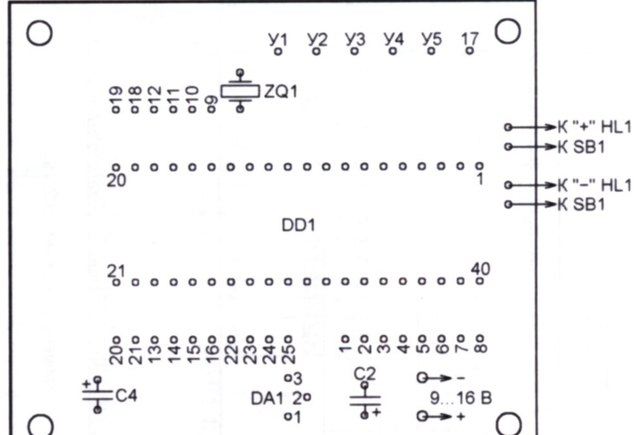


Рис. 4

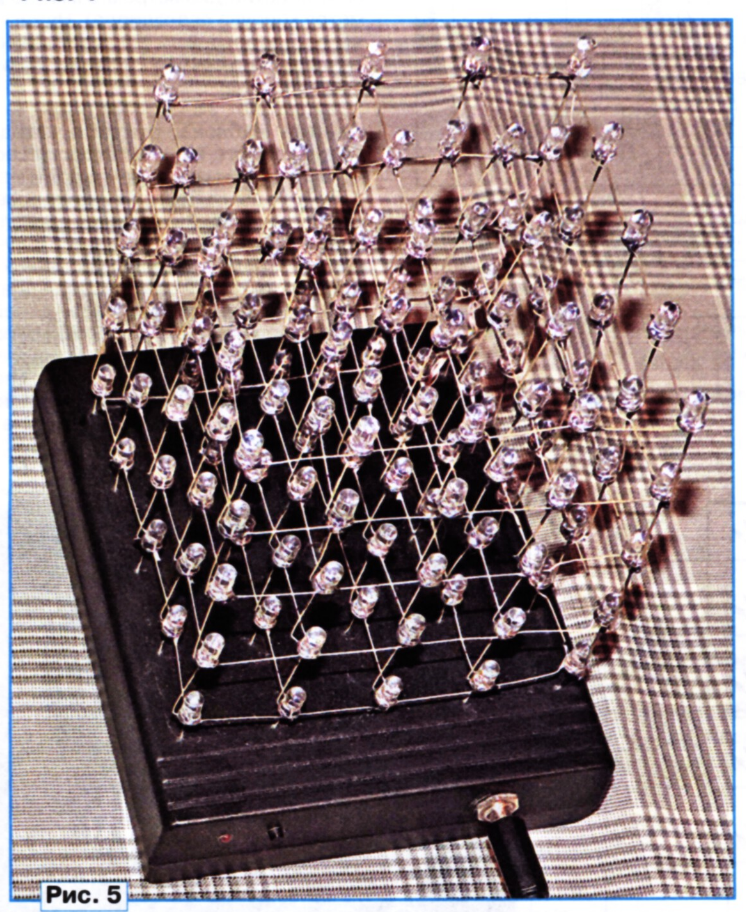


Рис. 5

ня находились над соответствующими светодиодами предыдущего с минимальным смещением.

Перенося распорки на каждый вновь смонтированный уровень, описанным выше способом установите третий, четвёртый и пятый уровни. Если применённые светодиоды имеют недостаточно длинные для непосредственного соединения выводы, то соединять их по горизонтали и вертикали можно отрезками жёсткого неизолированного провода, обрезав сами выводы до минимальной необходимой длины.

К соединённым катодам светодиодов каждого уровня припаяйте отрезки тонкого гибкого изолированного провода и также пропустите их внутрь корпуса через просверленные в его верхней панели отверстия. Остаётся присоединить провода от катодных и анодных выводов светодиодов к контактным площадкам печатной платы в соответствии со схемой.

***От редакции**. Файл печатной платы в формате Sprint Layout 5.0 и программа микроконтроллера находятся по адресу **ftp://ftp.radio.ru/pub/2015/12/5x5x5.zip** на нашем FTP-сервере.*

Ремонт зажигалки Igniter

С. ГЛИБИН, г. Москва



Рис. 1

Как-то раз в хозяйственном магазине я приобрёл электронную зажигалку Igniter китайского производства для поджига горелок бытовых газовых плит. Подкупила не столько дешевизна (три-четыре десятка рублей), сколько приятный внешний вид (**рис. 1**). Корпус из двух половин красного и белого цветов удобно располагался в руке и имел ушко для подвешивания. Выход зажигалки из строя через год-два эксплуатации не явился неожиданностью по понятным причинам, но выбрасывать было жалко — победило любопытство вскрытия и "жажда" ремонта. Оказалось, что причиной неисправности стал обрыв вторичной обмотки выходного высоковольтного трансформатора, подключённой к разряднику (искрообразователю) трубчатой формы.

Схема зажигалки приведена на **рис. 2**. На транзисторе VT1 и трансформаторе T1 собран блокинг-генератор. Подробное описание работы этого узла не раз приводилось в радиотехнической литературе. Поэтому рассмотрим процесс только во время цикла обратного хода блокинг-генератора, когда на повышающей обмотке II высоковольтного трансформатора T2 возникает напряжение в несколько киловольт. В этот момент транзистор VT1 закрыт, и накопленная ранее в трансформаторе T1 (при открытом транзисторе) энергия магнитного поля проявляется в виде положительного относительно минусовой линии питания выброса ЭДС самоиндукции на повышающей обмотке III. Это приводит к зарядке конденсатора C1 через открытый диод VD1 и обмотку I трансформатора T2. С момента нажатия и удержания кнопки SB1 через определённое число циклов работы блокинг-генератора напряжение на конденсаторе достигает 40...50 В. При этом тринистор VS1 открывается. Напряжение открывания задано резистивным делителем R2R3. По открыванию тринистора напряжение на конденсаторе прикладывается к обмотке I трансформатора T2. Повышенное его обмоткой II до нескольких киловольт оно вызывает электрический искровой пробой в разряднике E1 и разрядку конденсатора. Следует отметить, что замыкание тринистором обмотки III трансформатора T1 через диод VD1 безопасно для блокинг-генератора, поскольку происходит в моменты, когда транзистор VT1 закрыт. Далее процесс накопления и последовательной передачи энергии повторяется до отпускания кнопки.

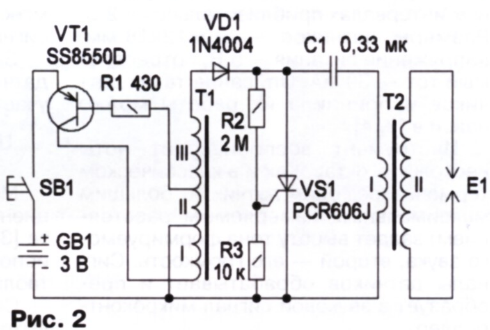


Рис. 2

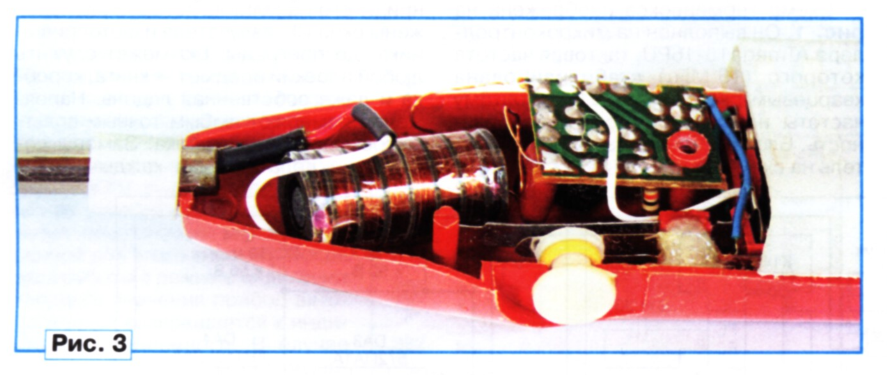


Рис. 3

Для восстановления работоспособности зажигалки необходимо удалить с каркаса вышедшую из строя обмотку и намотать новую. Расчёт показал, что на каркас трансформатора при намотке внавал уместятся необходимые 4000 витков провода большего сечения — ПЭЛ 0,08. Провод такого диаметра укладывают в секции каркаса, не считая числа витков с помощью любого намоточного станка или жёстко закреплённой дрели. По времени на это уходит не более часа. Перед намоткой следует вынуть из каркаса ферритовый стержень с обмоткой I (26 витков провода диаметром 0,33 мм). Во все секции шириной по 2 мм провод укладывают до их заполнения. Крайние секции каркаса шириной 1 мм заполняют проводом не полностью, примерно на 1...1,5 мм меньше наружного диаметра щёчек каркаса. В эти секции так же, как и в штатной конструкции, вставляют и закрепляют клеем "Момент" два коротких отрезка гибкого провода в изоляции, оставшиеся после удаления нерабочей обмотки. Затем к ним припаивают соответствующие концы новой. Места пайки выводов обмотки с отрезками проводов следует покрыть любым нитролаком. Готовую катушку плотно обматывают несколькими слоями липкой ленты. Подойдёт, конечно, и отрезок термоусаживаемой трубки подходящего диаметра. Фотография отсека корпуса зажигалки с перемотанным трансформатором показана на **рис. 3**. ■

тел. 608-28-38
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Терменвокс без "антенн"

С. СВЕЧИХИН, г. Красноярск

Предлагаемым электромузыкальным инструментом исполнитель управляет движениями рук подобно известной конструкции Л. Термена. Однако по принципу действия он не имеет с настоящим терменвоксом ничего общего — вместо взаимодействия рук исполнителя с электромагнитным полем антенн инструмента и биений сигналов двух генераторов использованы измерение расстояний до рук с помощью ИК-дальномеров и цифровое формирование сигналов нужной частоты и громкости. Однако инструмент получился простым и пригодным для повторения. При дальнейшем совершенствовании он может найти применение в музыкальной практике.

Журнал "Радио" не раз публиковал описания конструкций терменвоксов, построенных по традиционному принципу [1, 2]. Поскольку этот музыкальный инструмент своим необычным звучанием всегда привлекает внимание, он был изготовлен и автором предлагаемой статьи для демонстрации в музее науки "Ньютон-парк" в Красноярском музейном центре.

Однако его демонстрация при свободном доступе посетителей музея к экспонатам (а посетители эти — в основном школьники младших классов) выявила специфический недостаток. Когда вокруг инструмента, имеющего довольно объёмную зону чувствительности, собираются несколько посетителей и пытаются управлять им одновременно, результат бывает непредсказуемым.

В предлагаемой конструкции этот недостаток устранён. Вместо антенн и генераторов с колебательными контурами использованы триангуляционные инфракрасные датчики расстояния (дальномеры) GP2Y0A41SK и GP2Y0A21.

Первый измеряет расстояние от 4 до 30 см, а второй — от 10 до 80 см. Их зоны чувствительности имеют вид конусов с углами при вершине около 17°. Ладонь исполнителя в рабочем интервале расстояний полностью перекрывает такую зону. Выходное напряжение датчиков изменяется в указанных интервалах приблизительно на 2 В. Размеры датчиков — 29×12×18 мм, напряжение питания — 5 В, потребляемый ток — 30 мА. Описание таких датчиков и принципа их работы можно найти в [3, 4].

Инструмент воспроизводит ноты нескольких октав. Как и в классическом терменвоксе, один датчик (с большим максимальным измеряемым расстоянием) задаёт высоту тона формируемого звука, второй — его громкость. Сигналы датчиков обрабатывает и преобразует в звуковой сигнал микроконтроллер.

Схема терменвокса изображена на **рис. 1**. Он выполнен на микроконтроллере ATmega16-16PU, тактовая частота которого (16 МГц) стабилизирована кварцевым резонатором ZQ1. Поэтому частоты нот имеют высокую стабильность. Блок питания и выходной усилитель на схеме не показаны.

Датчики B1 и B2 подключают к разъёмам X1 и X2 двумя трёхпроводными гибкими кабелями длиной около 0,5 м из провода МГТФ. Их сигналы поступают соответственно на входы ADC6 и ADC7 микроконтроллера (это входы каналов его АЦП). Форма выходного сигнала задана в программе массивом, содержащим 64 константы — отсчёты мгновенных значений сигнала в одном его периоде. Частоту выборки отсчётов из массива (в 64 раза бóльшую заданной частоты выходного сигнала) задаёт шестнадцатиразрядный таймер T1. Он работает в режиме CTC и генерирует запросы прерывания с периодом, заданным числом, загруженным в его регистр OCR1A.

В зависимости от измеренного датчиком B2 расстояния до руки исполнителя программа вычисляет индекс элемента массива aChastota, содержащего нужное для загрузки в регистр OCR1A число. По прерываниям от таймера программа выводит в порт C очередные мгновенные значения формируемого сигнала.

Зависимость выходного напряжения датчика $U_д$ от расстояния D (на рабочем участке) описывает функция вида

$$U_д = \frac{A}{D} + B.$$

Методика определения её коэффициентов A и B приведена в статье на сайте [3]. Но более удобно, на мой взгляд, использовать для этого электронную таблицу Excel.

Сначала измерьте напряжение на выходе датчика при различном расстоянии от его панели, на которой расположены окна ИК-излучателя и фотоприёмника, до преграды. Ею может служить любой плоский предмет — книга, коробка и даже собственная ладонь. Напряжение измеряют любым точным вольтметром постоянного тока. Замеры достаточно делать через каждые 10 см

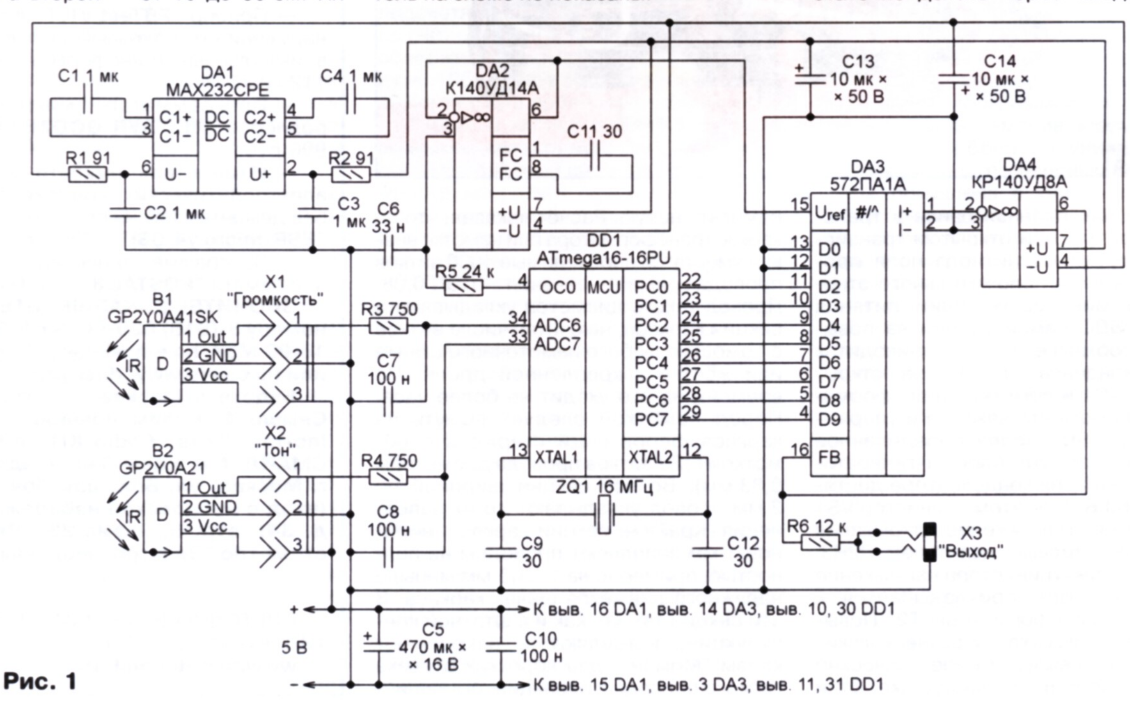
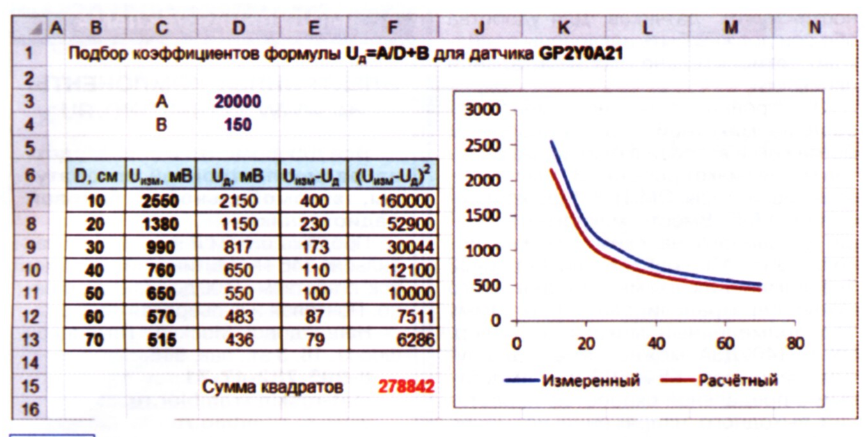


Рис. 1

Прием статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru
тел. 607-89-00



	A	B	C	D	E	F
1		Подбор коэффициентов формулы $U_д$=A/D+B для датчика GP2Y0A21				
2						
3			A	20000		
4			B	150		
5						
6		D, см	$U_{изм}$, мВ	$U_д$, мВ	$U_{изм}$-$U_д$	$(U_{изм}-U_д)^2$
7		10	2550	2150	400	160000
8		20	1380	1150	230	52900
9		30	990	817	173	30044
10		40	760	650	110	12100
11		50	650	550	100	10000
12		60	570	483	87	7511
13		70	515	436	79	6286
14						
15				Сумма квадратов		278842
16						

Рис. 2

расстояния. Результаты заносите в таблицу. На **рис. 2** показана эта таблица, готовая к расчёту. В электронном виде она находится в файле tables.xls на Листе 1.

В ячейках B7—B13 указаны расстояния D в сантиметрах. В ячейках C7—C13 — соответствующие им измеренные значения напряжения на выходе датчика $U_{изм}$ в милливольтах. В ячейках D7—D13 выведены рассчитанные программой Excel по приведённой выше формуле значения этого напряжения $U_д$. Коэффициенты A и B помещены соответственно в ячейки D2 и D3. Их начальные значения A=20000 и B=150 заданы произвольно. Графики измеренной (красный) и расчётной (синий) зависимостей напряжения от расстояния расположены в колонках J—N.

В столбец E выведены значения разностей измеренного и расчётного напряжения, а в столбец F — квадраты этих разностей. Подсчитанная программой Excel сумма квадратов разностей, характеризующая точность совпадения экспериментальной и расчётной зависимостей, выведена в ячейку F15.

Процедура подборки коэффициентов занимает не более 10 мин. Изменяя их, наблюдайте, как графики сближаются, а сумма в ячейке F15 уменьшается. В рассматриваемом случае минимальное значение в этой ячейке, равное 848, достигается при A=23910 и B=173. При этом графики практически сливаются. Следовательно, для использованного автором экземпляра датчика зависимость выходного напряжения в милливольтах от расстояния в сантиметрах аппроксимирует формула

$$U_д = \frac{23910}{D} + 173.$$

Выходной код K канала ADC7 АЦП микроконтроллера, оцифровывающего это напряжение, равен

$$K = \frac{U_д}{U_{обр}}(2^N - 1),$$

где $U_{обр}$ — образцовое напряжение АЦП; N — число двоичных разрядов АЦП. В рассматриваемом случае $U_{обр}$=5090 мВ (точное значение напряжения питания микроконтроллера), N=8 (два младших разряда десятиразрядного АЦП не используются).

После подстановки значений $U_д$, $U_{обр}$, N и несложных преобразований получим

$$D = \frac{6097050}{5090 \cdot K - 44115}.$$

По этой формуле микроконтроллер и должен рассчитывать расстояние в сантиметрах, но потребуется использовать 32-разрядную арифметику. Можно упростить расчёты, если пропорционально уменьшить и округлить коэффициенты. В результате, приняв образцовое напряжение АЦП равным 5120 мВ, получим

$$D = \frac{2391}{2 \cdot K - 17}.$$

Эта приближённая формула и использована в программе микроконтроллера. Погрешность вычисления по ней на расстоянии 74 см не превышает 1,5 см, а на расстоянии меньше 60 см она уже меньше сантиметра. Такой погрешностью можно пренебречь, тем более что гриф создаваемого инструмента — виртуальный.

При расстоянии до преграды от 10 до 60 см напряжение $U_д$ изменяется в пределах 2550...770 мВ. Значения кодов АЦП при этом изменяются от 127 до 28. Если в зоне чувствительности датчика ничего нет, напряжение $U_д$ будет около 200 мВ, при этом АЦП выдаёт код 10. На расстояниях менее 10 см характер зависимости напряжения от расстояния резко меняется — оно быстро падает [3], что связано с конструктивными особенностями датчика. Чтобы не учитывать этот эффект, на удалении около 10 см от датчика установлено искусственное препятствие, мешающее приблизить руку к датчику на меньшее расстояние.

Индекс элемента массива aChastota, содержащего константы для загрузки в регистр OCR1A таймера 1, получается уменьшением значения D на 10. Чтобы заполнить этот массив, была создана электронная таблица Excel, находящаяся в файле tables.xls на Листе 2. Её столбец B заполнен получаемыми от АЦП значениями K от 127 до 23 с шагом 1. В столбце C — вычисленные по приведённой выше упрощённой формуле целые части значений D. Дело в том, что программа микроконтроллера при вычислениях с фиксированной запятой отбрасывает дробные части чисел.

В столбец D помещены значения индексов массива aChastota. Цветом выделены строки нижней части таблицы, где индекс становится больше 63 и выходит за границу массива. Это происходит на больших расстояниях руки от датчика, когда выходной код АЦП становится меньше 25. В этом случае программа выключает звуковой сигнал, устанавливая его амплитуду равной нулю.

Зависимость получилась крайне неравномерной. В её начальной части при изменении расстояния на сантиметр код АЦП проходит несколько последовательных значений. Например, в интервал от 10 до 11 см укладываются коды от 122 до 113. В интервале приблизительно от 25 до 35 см каждому сантиметру расстояния соответствует изменение кода на единицу. А в конце грифа код изменяется на единицу лишь при изменении расстояния на несколько сантиметров. Например, K=31 соответствует расстоянию 53 см, а K=32 — уже 56 см. Следовательно, при перемещении руки от 53 до 55 см включительно программа будет обращаться к одному и тому же элементу массива aChastota[43] и генерировать звук одной и той же тональности. К элементам aChastota[44] и aChastota[45] обращений не будет никогда, поэтому их значения можно сделать любыми, например, равными aChastota[43].

Массив aChastota заполнен с помощью ещё одной электронной таблицы (Лист 3 в файле tables.xls). В её столбце B, начиная с ячейки B10, находятся значения индекса от 0 до 63. Цветной заливкой выделены строки с индексами, не встречающимися в предыдущей таблице. Всего их 18. Это значит, что инструмент сможет воспроизвести 46 нот (почти четыре октавы). Пусть это будут малая, первая, вторая октавы и часть третьей до ноты ля включительно.

Столбец C заполним значениями частот нот. Для этого в ячейку C10 поместим частоту ноты ля третьей октавы 1760 Гц. Значение в следующей ячейке получим делением предыдущего значения на 1,0595 [5]. Тем же способом заполняем все последующие ячейки столбца C, пропуская выделенные заливкой. В пропущенные ячейки поместим значения, взятые из предыдущих.

В столбец D программа Excel поместит значения, загружаемые в регистр OCR1A таймера T1, вычислив их по взятой из [6] формуле

$$OCR1A = \frac{F_{clk}}{F \cdot PS \cdot S} - 1,$$

где F_{clk}=16000000 Гц — тактовая частота микроконтроллера; F — частота выходного сигнала; PS=8 — коэффициент деления частоты предварительным делителем таймера; S=64 — число отсчётов сигнала за период.

Можно было бы поручить вычислять эти значения программе микроконтроллера, однако экономнее с точки зрения расхода машинного времени вычислить их заранее, занести в массив и выбирать оттуда по необходимости. Памяти для хранения таблиц у микроконтроллера достаточно.

Предварительно заполнив столбец F символами запятой, можно скопировать столбцы E и F в буфер обмена Windows, а затем выгрузить из буфера прямо в текст программы.

С полученным массивом гриф разрабатываемого терменвокса похож на классический — частота выходного сигнала тем выше, чем ближе рука к датчику.

Выходной аналоговый сигнал формируют умножающий десятиразрядный ЦАП 572ПА1А (DA3) и операционный усилитель КР140УД8А (DA4), включённые по типовой схеме. Из порта C на ЦАП поступают восьмиразрядные коды, два младших разряда ЦАП не используются.

Образцовое напряжение U_{ref} для ЦАП, которому пропорциональна амплитуда выходного сигнала, программа формирует с помощью работающего в режиме FastPWM таймера T0 микроконтроллера. Оцифрованный каналом 6 АЦП сигнал датчика B1 задаёт коэффициент заполнения импульсов, генерируемых таймером 0 на выходе OC0. Выделенная фильтром R5C6 постоянная составляющая этих импульсов через повторитель напряжения на ОУ DA2 поступает на вход U_{ref} ЦАП.

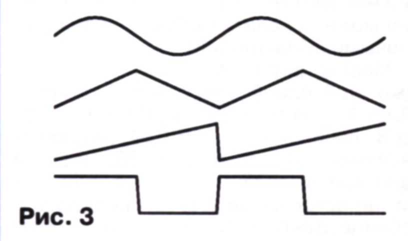


Рис. 3

Сформированный звуковой сигнал с выхода ОУ DA4 поступает на разъём X3. Это гнездо для стандартного аудиоштекера диаметром 3,5 мм. Резистор R6 нужен, если предполагается прослушивать звук через головные телефоны.

Питают инструмент от любого источника постоянного напряжения 5 В. Напряжения +9 В и −9 В для питания ОУ DA2 и DA4 получают от преобразователя напряжения, входящего в состав микросхемы адаптера последовательного интерфейса MAX232CPE (DA1).

Как уже было сказано, форма выходного сигнала задана массивами его мгновенных значений. Всего их четыре по числу реализуемых форм сигналов, показанных на **рис. 3**. Каждый массив содержит 64 отсчёта одного периода сигнала. При работе инструмента массивы, из которых выбираются отсчёты, перебираются программно, сменяясь каждые несколько минут. Смена сопровождается изменением тембра звучания.

Управляют инструментом двумя руками. Правой рукой задают тон звука, левой — его громкость. Ось зоны чувствительности датчика B1 должна быть направлена влево-вверх от исполнителя, а ось зоны чувствительности датчика B2 — вправо-вверх. Наклоны осей особого значения не имеют, нужно лишь проследить, чтобы при движении руки не попадали в зоны чувствительности "чужих" датчиков. Для удобства обе оси должны быть наклонены одинаково относительно горизонтальной плоскости.

Электронный блок инструмента собран на макетной плате проводным монтажом и встроен в один из экспонатов музея (макет робота). В нём применены резисторы ОМЛТ-0,125, конденсаторы КМ5. Вместо микроконтроллера, указанного на схеме, можно использовать ATmega8535 или ATmega32 без изменения схемы, но для этого нужно перетранслировать программу под применённый микроконтроллер. ОУ КР140УД8А можно заменить другим, например, К544УД2 или импортным с предельной скоростью нарастания выходного напряжения не менее 2 В/мкс. Усилители с меньшим быстродействием искажают высокочастотные сигналы.

Вместо К140УД14А можно применить другой ОУ с низким потреблением. Амплитуда выходного сигнала меняется медленно, в такт движениям руки, и быстродействие усилителя здесь некритично. Если применить ОУ с большим потреблением, напряжение их питания может "просесть". Например, при использовании двух ОУ КР140УД8А с общим потреблением 10 мА от микросхемы MAX232CPE будут получены напряжения +7,5 В и −6 В [7].

Программа для микроконтроллера написана на языке C в среде WinAVR (AVR Toolchain), входящей в состав IDE AVR Studio v4.19.

Прибор имеет ряд недостатков — искажение формы сигнала из-за малого числа отсчётов на период, недостаточный диапазон воспроизводимых нот, пропуски в таблице частот. Чтобы устранить их, нужно применить более производительный микроконтроллер и АЦП большей разрядности. Всё это имеет смысл при разработке инструмента для серьёзного применения.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Королёв Л.** Терменвокс. — Радио, 2005, № 8, с.49—51; № 9, с. 48—51.
2. **Суров С.** Терменнот или терменвокс на микроконтроллере. — Радио, 2013, № 12, с. 21—24.
3. ИК-дальномеры SHARP. — URL: **http://roboforum.ru/wiki/ИК-дальномеры_SHARP** (30.08.15).
4. ИК-Дальномеры Sharp GP2D12 и GP2Y0A2. — URL: **http://roboforum.ru/wiki/GP2D12** (30.08.15).
5. Ноты и частота. — URL: **http://gtwiki.2102.su/index.php?title=Ноты_и_частота** (30.08.15).
6. **Прокопенко В. С.** Программирование микроконтроллеров ATMEL на языке C. — Киев: "МК-Пресс", СПб.: "КОРОНА-ВЕК", 2012.
7. MAX232CPE: 5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers. — URL: **http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/73108/MAXIM/MAX232CPE.html** .

***От редакции**. Электронные таблицы и программа микроконтроллера имеются по адресу **ftp://ftp.radio.ru/pub/2015/12/termen.zip** на нашем FTP-сервере.*

Экономичный автосторож "Сигнал-1"

Ю. НИГМАТУЛИН, с. Новопетропавловское Курганской обл.

Основное отличие этого автосторожа от аналогичных устройств — совершенно ничтожный ток, потребляемый в режиме охраны. Он построен на трёх триггерах на закрытых в этом режиме транзисторах разной структуры. Поэтому потребляемый ток — сумма токов утечки обратно смещённых коллекторных переходов транзисторов — не превышает 2 мкА. Промышленные образцы автомобильных охранных устройств в режиме охраны потребляют около 10 мА. Устройство длительное время успешно эксплуатируется на автомобилях семейств ВАЗ и "Волга".

Автосторож подаёт сигнал тревоги, включая звуковой сигнал автомобиля при попытке открыть любую его дверь, капот или багажник, а также при срабатывании датчика качания. На многих автомобилях двери, капот и багажник снабжены штатными конечными выключателями, состояние которых и контролирует автосторож. Если же их нет, владельцу автомобиля придётся установить такие выключатели самостоятельно.

Через 40...45 с после включения потайным выключателем автосторож переходит в режим охраны. В течение этого времени водитель должен покинуть автомобиль, закрыть все двери, капот и багажник. После открывания ного конденсатора C1 устанавливает этот триггер в состояние с открытыми транзисторами. Напряжение на коллекторе транзистора VT2 становится почти равным напряжению питания, и начинается зарядка конденсатора C2 через резисторы R6 и R7.

Благодаря низкому напряжению на коллекторе открытого транзистора VT1 открыты диод VD1 и транзистор VT5, который шунтирует эмиттерный переход транзистора VT7. Это предотвращает несвоевременное срабатывание триггера на транзисторах VT6 и VT7 от сигналов датчика качания автомобиля SF1 или от соединённого с проводом А либо Б конечного выключателя на двери водителя.

питания. В момент замыкания контактов датчика качания SF1 триггер будет установлен в то же состояние импульсом зарядного тока конденсатора C6. Резистор R15 служит для разрядки этого конденсатора в паузах между замыканиями.

Сигнал с коллектора транзистора VT7 поступает на узел задержки на 7...8 с, собранный на интегрирующей цепи R16C5, стабилитроне VD3 и транзисторе VT8. Когда задержка истечёт, транзистор VT8 откроется, в результате чего сработает триггер на транзисторах VT9 и VT10. На проводе Д будет установлен низкий уровень напряжения, который должен включить звуковой сигнал автомобиля. Одновременно с этим через диод VD2 на базу транзистора VT5 поступит напряжение, открывающее его. Открывшись, он зашунтирует эмиттерный переход транзистора VT7. Это необходимо, чтобы разрядить конденсатор C4.

Автосторож может быть снабжён узлом ограничения длительности сигнала тревоги, собранном на резисторах R23, R24, конденсаторе C9 и транзисторах VT11, VT12 по схеме, изображённой на **рис. 2**. По истечении 20...25 с звучания сигнала конденсатор C9 зарядится до порога срабатывания аналога однопереходного транзистора и образующие его транзисторы VT11 и VT12 откроются. Они зашунтируют эмиттерный переход транзистора VT9, поэтому триггер на транзисторах VT9 и VT10 возвратится в

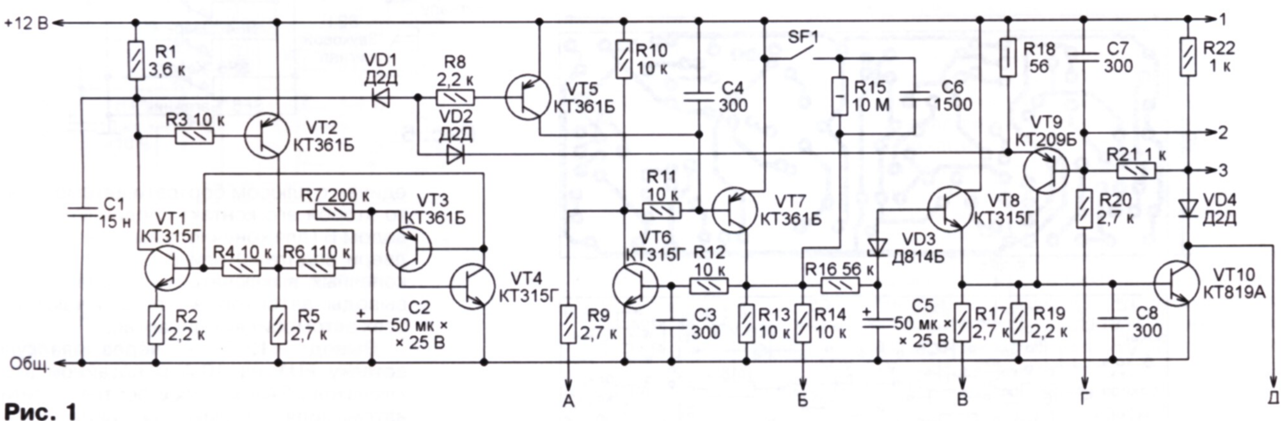


Рис. 1

двери водителя или покачивания автомобиля автосторож сработает через 7...8 с, давая время владельцу отключить его. При открывании других дверей, капота или багажника сигнал тревоги будет подан немедленно. Продолжительность звучания этого сигнала — 25...30 с, но есть возможность сделать его непрерывным.

Схема автосторожа показана на **рис. 1**. В момент подачи питающего напряжения +12 В первым включается блокиратор работы автосторожа на 40...45 с. Это нужно, чтобы водитель спокойно, не торопясь, вышел из автомобиля и закрыл его. Блокиратор состоит из триггера на транзисторах VT1 и VT2 и узла выдержки времени на аналоге однопереходного транзистора из биполярных транзисторов VT3 и VT4. Импульс тока зарядки исходно разряжен-

По истечении 40...45 с напряжение на конденсаторе C2 достигает порога срабатывания аналога однопереходного транзистора на транзисторах VT3 и VT4. Открывшийся транзистор VT4 зашунтирует эмиттерный переход транзистора VT1, что переведёт триггер на транзисторах VT1 и VT2 в состояние с закрытыми транзисторами. Транзистор VT5 больше не шунтирует эмиттерный переход транзистора VT7. Автосторож перешёл в режим охраны.

Теперь триггер на транзисторах VT6 и VT7 может принимать сигналы тревоги от датчика качания автомобиля SF1 и от конечного выключателя на двери водителя. Этот триггер переходит в состояние с открытыми транзисторами при соединении (даже кратковременном) провода А с общим проводом или при таком же соединении провода Б с плюсом

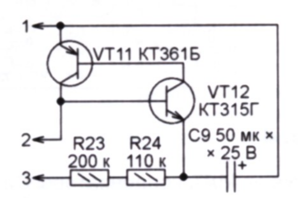


Рис. 2

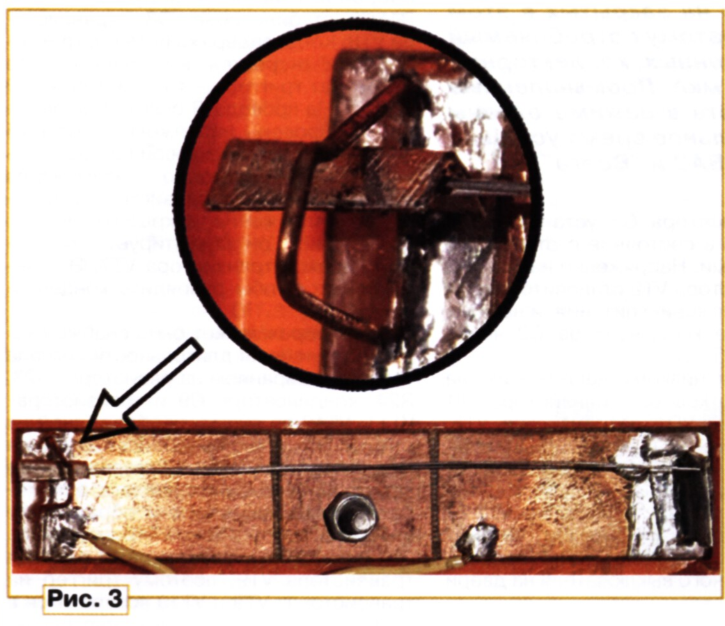
исходное состояние с закрытыми транзисторами. Автосторож готов к подаче новых сигналов тревоги.

Датчик качания автомобиля SF1 представляет собой укреплённые на пластине из фольгированного стеклотекстолита проволочную петлю и отрезок упругой стальной проволоки с грузиком на конце (**рис. 3**). Грузик нахо-

тел. 607-88-18
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

дится внутри петли. Вместе они служат контактами датчика и периодически замыкаются при колебаниях автомобиля. Чувствительность датчика регулируют подгибанием петли.

Автосторож собран на односторонней печатной плате из фольгированного стеклотекстолита, чертёж которой показан на **рис. 4**. Все резисторы в автосторожe — МЛТ, конденсаторы C2, C5 и C9 — К50-16, остальные — К10-7в. Можно применить и импортные аналоги этих элементов.


Рис. 3

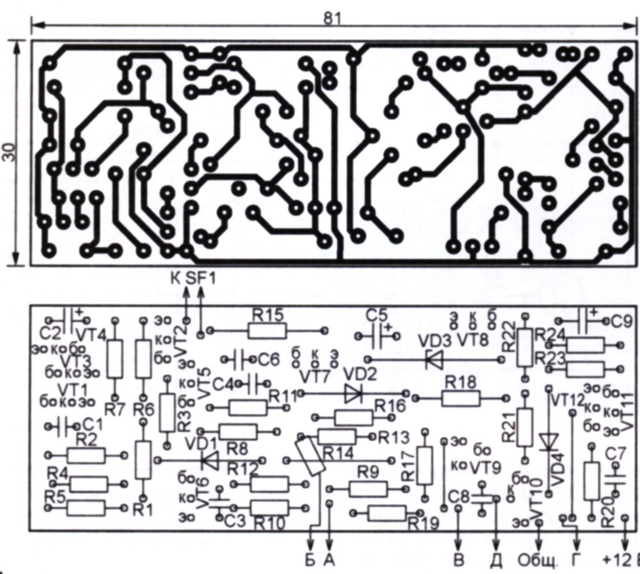


Рис. 4

Плата вместе с датчиком качания помещена в пластиковую коробку от велоаптечки, которая укреплена в удобном месте под капотом автомобиля.

Собранный без ошибок из исправных элементов автосторож налаживания не требует. Иногда приходится скорректировать выдержки времени, подбирая резисторы R6, R7, R16, R23, R24.

Примерные схемы подключения автосторожа в автомобилях семейства ВАЗ и "Волга" приведены соответственно на **рис. 5** и на **рис. 6**, где

EL1 —лампа подсветки торца двери;

EL2 — лампа плафона освещения салона;

SA1 — потайной выключатель автосторожа;

FU1— плавкая вставка;

SF1 — конечный выключатель, замкнутый при открытой двери водителя;

SF2—SF4 — конечные выключатели, замкнутые при открытых остальных дверях;

SF5 и SF6 — конечные выключатели, замкнутые при открытом капоте и багажнике;

SB1 — кнопка звукового сигнала на рулевой колонке автомобиля.

Выводы А, Б, В, Г автосторожа соединяют с конечными выключателями SF1—SF6. Способ их подключения зависит от устройства электрооборудования автомобиля. Если один из контактов конечного выключателя соединён с общим проводом автомобиля, то второй его контакт соединяют с выводом А (для конечного выключателя на двери водителя) или Г (для остальных конечных выключателей). Если же один из контактов конечного выключателя со-

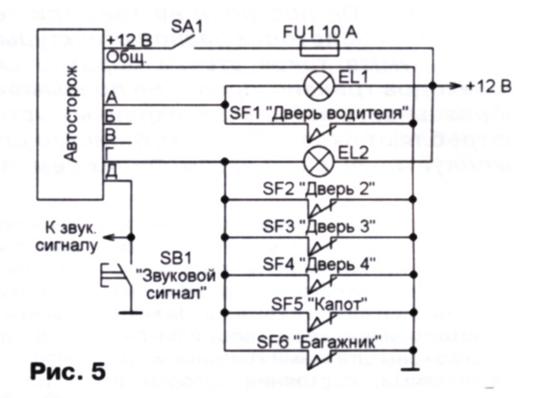


Рис. 5

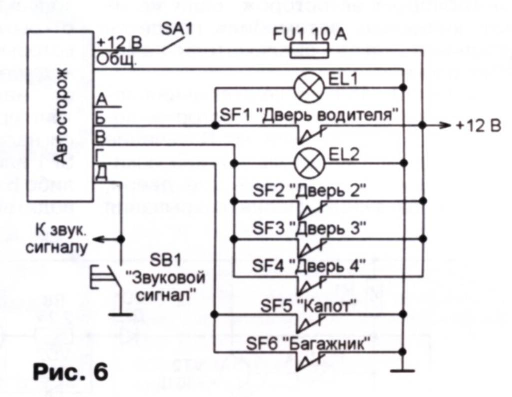


Рис. 6

единён с плюсом бортсети автомобиля, то второй его контакт соединяют с выводом Б (для конечного выключателя на двери водителя) или В (для остальных конечных выключателей). Оставшиеся выводы автосторожа подключают во всех автомобилях одинаково:

Вывод "+12 В" — через плавкую вставку FU1 на 10 А и потайной выключатель SA1 к плюсу бортовой сети автомобиля (до замка зажигания).

Вывод "Общ." — к минусу аккумуляторной батареи или к корпусу автомобиля.

Вывод Д — к кнопке подачи звукового сигнала на рулевой колонке автомобиля.

В простейшем случае достаточно подключения только последних трёх выводов, но при этом автосторож будет реагировать только на покачивание автомобиля.

Если конечный выключатель SF1 присоединён в автомобиле параллельно другим конечным выключателям, такое соединение следует разорвать и подключить SF1 к выводу А или Б автосторожа отдельным проводом. Это необходимо для того, чтобы при открывании двери водителя автосторож срабатывал с задержкой на 7...8 с, требующихся водителю для входа в автомобиль и выключения автосторожа.

Индикатор пульсаций яркости осветительных ламп

И. НЕЧАЕВ, г. Москва

Такой параметр осветительных ламп, как пульсации их яркости, является одним из важных показателей качества, на который, к сожалению, редко обращают внимания, поскольку его трудно оценить без измерительных приборов. Как известно, пульсации яркости оказывают неблагоприятное воздействие на здоровье человека. Поэтому их оценка и проведение сравнительных исследований различных осветительных ламп является важной задачей. Для её решения не потребуется сложного оборудования. Подойдут солнечная батарея ($U_{вых\ макс}$ = 2,5 В) от аккумуляторного светодиодного газонного светильника и вольтметр с режимами измерения постоянного и переменного напряжения. Схема их соединения показана на **рис. 1**. Если в качестве такого вольтметра применить мультиметр, то индикатор будет как приставка к нему.

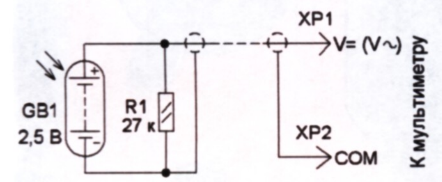


Рис. 1

Принцип работы такого индикатора основан на том, что выходное напряжение солнечной батареи зависит от её освещённости. Чем больше освещённость, тем больше напряжение и максимальный выходной ток. Резистор R1 — нагрузочный. На **рис. 2** показаны типовые зависимости выходного напряжения $U_{вых}$ (при малом токе нагрузки) и тока короткого замыкания $I_{кз}$ кремниевой солнечной батареи. Максимальное напряжение (в данном случае 2,4...2,5 В) определяется числом последовательно соединённых p-n переходов, а максимальный ток — её площадью. Причём при малой освещённости (ниже точки перегиба на кривой $U_{вых}$) зависимость напряжения от освещённости близка к линейной. Именно этот участок и использован в первом варианте индикатора.

Если солнечную батарею осветить исследуемой лампой, то на ней будет присутствовать постоянная составляющая $U_{пост}$, которая зависит от яркости лампы, и переменная составляющая амплитудой $U_{пер}$, зависящая от пульсаций её яркости. В этом случае надо измерить эти составляющие и определить коэффициент пульсаций по формуле $K_п = U_{пер}/U_{пост}$. Основные частотные составляющие пульсаций яркости

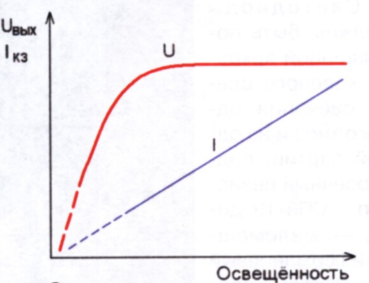


Рис. 2

осветительных ламп — 50 и 100 Гц. Исследования показали, что применённая солнечная батарея на этих частотах работает хорошо.

Чувствительность распространённых мультиметров серии M83x при измерении переменного напряжения недостаточна, поэтому в этом индикаторе был применён мультиметр APPA 61. Минимальный предел измерения напряжения — 200 мВ при разрешающей способности 0,1 мВ. Он измеряет среднеквадратичное значение переменного напряжения, имеет автоматическое и ручное переключение предела измерения и ещё одну важную функцию "HOLD" — удержание показаний. Но можно, конечно, применить и другие мультиметры.

Поскольку мультиметр измеряет среднеквадратичное значение переменного напряжения, для сигнала синусоидальной формы (а именно близкую к ней имеют пульсации яркости), оно равно действующему значению $U_д$, тогда $U_{пер} = 1{,}41 \cdot U_д$. Поэтому, чтобы упростить процедуру определения коэффициента пульсаций, мультиметр устанавливают в режим измерения постоянного напряжения на пределе 2 В и, изменяя расстояние между батареей и лампой, добиваются показаний мультиметра: $U_{пост}$ = 1,41 В. При этом батарея будет работать на участке характеристики до перегиба.

Затем мультиметр переключают в режим измерения переменного напряжения и снимают показания — $U_д$. Если применён мультиметр APPA 61, нажимают на кнопку "HOLD" и показания останутся на табло. В результате получим $K_п = U_{пер}/U_{пост} = 1{,}41 \cdot U_д/1{,}41 = U_д$ или $K_п = 100 \cdot U_д$ (%), т. е. показания мультиметра, умноженные на сто, будут численно равны коэффициенту пульсаций в процентах.

В этом варианте конструкции был применён аккумуляторный светодиодный светильник с солнечной батареей размерами 30×30 мм, но подойдут и с батареями меньшего размера. Все лишние элементы из корпуса удалены. Резистор (МЛТ, С2-23) приклеен термоклеем к внутренней стенке корпуса. К его выводам припаивают выводы солнечной батареи и провод длиной 1...2 м, соединяющий индикатор с мультиметром. Следует применить экранированный провод, чтобы уменьшить вероятность наводок переменного напряжения.

Но устанавливать требуемые показания мультиметра за счёт изменения расстояния между лампой и солнечной батареей не совсем удобно. Поэтому можно использовать зависимость тока $I_{кз}$ от освещённости (см. рис. 2), изменяя выходное напряжение за счёт изме-

нения сопротивления нагрузки. Для реализации режима, близкого к режиму КЗ, выходное напряжение не должно превышать 0,2...0,3 В. Схема второго варианта индикатора, использующего этот режим, показана на **рис. 3**. Измерения проводят в следующем порядке. Движки переменных резисторов устанавливают в крайне правое по схеме положение. Мультиметр устанавливают в режим измерения постоянного напряжения и размещают солнечную батарею на таком расстоянии от светильника, чтобы было напряжение 0,5...1 В. Резисторами R1 (плавно) и R2 (грубо) устанавливают показания вольтметра 141 мВ. Переключают мультиметр в режим измерения переменного напряжения и снимают показания, которые численно будут равны коэффициенту пульсаций в процентах.

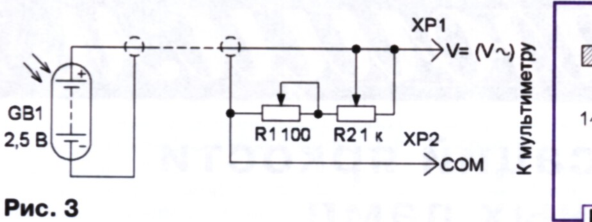


Рис. 3

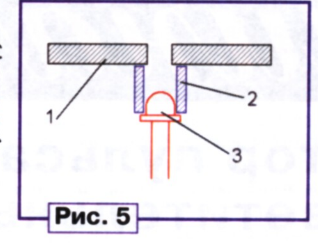


Рис. 5

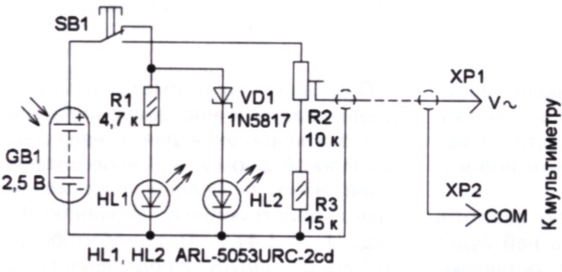


Рис. 4

Конструкция этого варианта отличается тем, что переменные резисторы (любые малогабаритные) размещают в небольшой пластмассовой коробке, на которой можно установить гнёзда для подключения к мультиметру.

Проводить последовательно измерение сначала постоянного, а затем и переменного напряжения кому-то может показаться неудобным. Чтобы повысить оперативность работы, для индикации получения требуемого постоянного выходного напряжения можно применить светодиоды. При этом дополнительного источника питания не потребуется, поскольку хватит мощности солнечной батареи.

Схема третьего варианта индикатора показана на **рис. 4**. На большом удалении от лампы напряжения солнечной батареи недостаточно для свечения светодиодов, и они погашены. Приближение к лампе ведёт к росту напряжения, и при 1,5...1,7 В (в зависимости от типа) станет светить светодиод HL1. За счёт диода VD1 светодиод HL2 при этом не светит. При приближении к лампе он начинает светить, и в дальнейшем его яркость растёт быстрее, чем у светодиода HL1. При одинаковой яркости светодиодов нажимают на кнопку SB1 и снимают показания мультиметра (он постоянно включён в режиме измерения переменного напряжения), получают результат $K_п(\%) = 100 \cdot U_{пер}$ (В).

Светодиоды должны быть повышенной яркости красного цвета свечения одного типа и из одной партии, подстроечный резистор — СП3-19, диод — маломощный германиевый или Шотки. Кнопка — КМ1-1 или любая малогабаритная, подстроечный резистор — СП3-19. Поскольку яркость свечения светодиодов невысока, они установлены так, чтобы внешнее освещение не мешало (**рис. 5**). Для этого светодиод 3 вставляют в трубку 2 (отрезок длиной несколько миллиметров от пластмассового корпуса авторучки), а в корпусе 1 сверлят отверстие диаметром 4 мм (для светодиода с диаметром корпуса 5 мм). Внешний вид индикатора показан на **рис. 6**. Штатный рассеиватель света светильника в данном случае покрашен чёрной краской и использован как ручка.

Налаживают индикатор следующим образом. К выходу подключают мультиметр (в режиме измерения постоянного напряжения) и осциллограф. Приближая и удаляя индикатор к лампе, добиваются одинаковой яркости свечения светодиодов. Положение индикатора в дальнейшем изменять нельзя. Нажимают на кнопку SB1 и резистором R2 устанавливают постоянное выходное напряжение 1,41 В. Переключают мультиметр в режим измерения переменного напряжения и измеряют $K_п(\%) = 100 \cdot U_{пер}$ (В).

Следует учесть, что для получения более достоверных данных следует исключить влияние посторонних источников света на индикатор. Хотя применение светодиодов и ускоряет процесс, определение их одинаковой яркости субъективно, поэтому погрешность может возрасти. Но конструкция позволяет использовать способ измерения, применённый в первом варианте индикатора. Для этого нажимают на кнопку и в режиме измерения постоянного напряжения изменением расстояния устанавливают выходное напряжение 1,41 В, затем измеряют переменное напряжение.



Рис. 6

Конечно, от столь простого устройства нельзя требовать высокой точности, но тем не менее с его помощью можно оценить не только относительный уровень пульсаций, но и саму яркость. Чем на большем расстоянии от лампы светодиоды будут светить с одинаковой яркостью, тем больше световой поток. ■

Комнатная метеостанция на Arduino Pro Mini

А. ПАХОМОВ, г. Владимир

Описанный в [1] несложный велоспидометр на основе платы Arduino Pro Mini неплохо справляется со своими обязанностями, однако большую часть времени пылится вместе с велосипедом в гараже. Между тем это хорошее устройство для вывода на двухразрядный светодиодный индикатор любой информации небольшого объёма. Подключив к нему какой-либо датчик, можно получить функционально совершенно другой прибор. В предлагаемой статье рассказано, как превратить его в простой измеритель температуры и относительной влажности воздуха.

В последнее время в продаже появились датчики температуры и влажности воздуха DHT11 [2] — недорогие малогабаритные устройства, в корпусе которых имеются резистивный измеритель влажности, терморезистор и электронный узел, опрашивающий датчики и передающий их показания потребителю по цифровому интерфейсу, напоминающему 1-Wire. Датчики калиброваны и не требуют какой-либо регулировки при эксплуатации. Параметры DHT11 не слишком хороши, но вполне удовлетворительны для бытового применения. Он измеряет температуру от 0 до 50 °C с погрешностью ±2 °C и относительную влажность воздуха от 20 до 90 % с погрешностью ±5 %.

В дежурном режиме (free status) на информационной линии датчика должен быть установлен высокий логический уровень, что обеспечивается её соединением с плюсом источника питания внешним резистором сопротивлением 4,7 кОм. Когда микроконтроллеру или другому устройству, к которому подключён датчик, требуются сведения о температуре и влажности, он устанавливает на информационной линии низкий логический уровень, затем снимает его и "слушает" линию. В ответ DHT11 передаёт 5 байтов (40 двоичных разрядов) информации: два байта — измеренное значение влажности, два байта — измеренное значение температуры и один байт контрольной суммы. Подробнее протокол описан в [2].

В нашем случае микроконтроллер должен периодически опрашивать датчик, а затем поочерёдно выводить на индикатор полученные значения температуры и влажности. Двух разрядов цифрового индикатора как раз достаточно для их отображения.

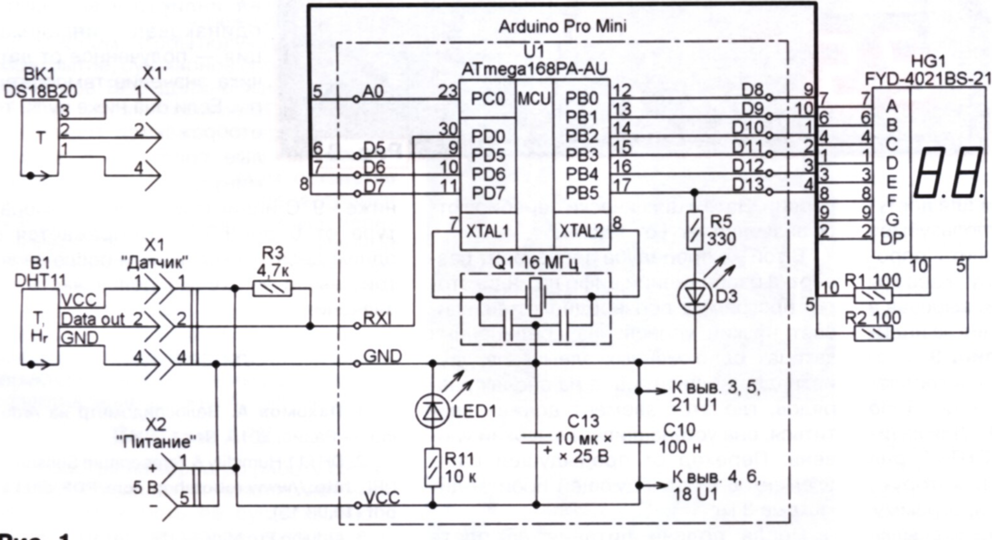


Рис. 1

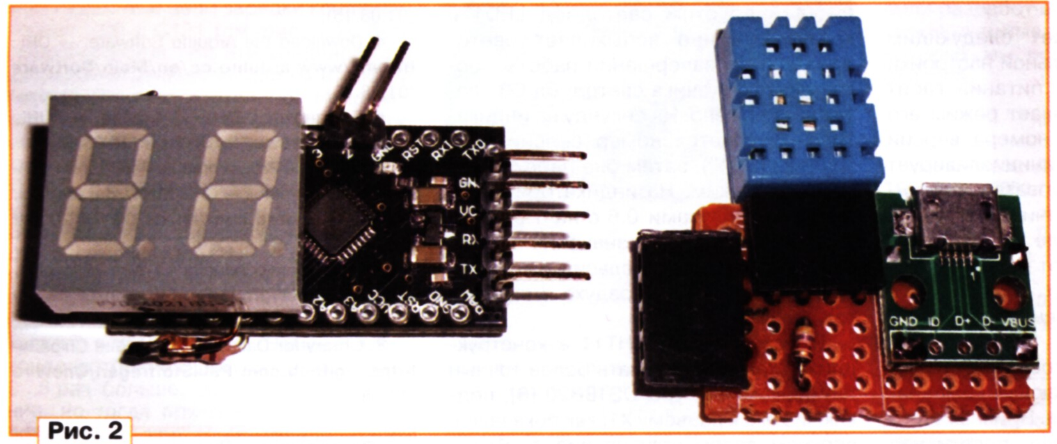


Рис. 2

Схема метеостанции показана на **рис. 1**. Она мало отличается от приведённой в [1]. Подключение светодиодного индикатора HG1 к плате Arduino Pro mini [3] осталось прежним. Вместо геркона SF1 (датчика вращения колеса) с ней соединён датчик DHT11 (B1), однако информационную линию датчика (вывод 2) оказалось удобным присоединить не к контакту D2 (как геркон), а к контакту D0 (RXI) платы Arduino Pro mini. Этот контакт расположен на её узкой стороне рядом с контактами VCC и GND, на которые подают напряжение питания.

Питать устройство можно было бы и от трёх гальванических элементов типоразмера AAA, как это сделано в [1]. Однако при постоянно включённом индикаторе метеостанция потребляет ток около 50 мА. Поэтому её удобнее питать от внешнего источника напряжения 5 В, например, от зарядного устройства для сотового телефона. Его подключают к разъёму X2 (microUSB).

РАДИО®
"РАДИО" — НАЧИНАЮЩИМ
РАДИО № 12, 2015

Специальная печатная плата для метеостанции оказалась не нужна. Использована та же плата Arduino Pro mini с установленным прямо на неё светодиодным индикатором, что и в велоспидометре. Для соединения с Arduino Pro mini датчика и источника питания собрана навесным монтажом небольшая коммутационная плата. На ней размещены разъёмы X1 и X2 (гнездовая часть), резистор R1 и гнездовая колодка для соединения с контактами Arduino, в отверстия которых впаяны штыри. Внешний вид конструкции показан на **рис. 2**.

Необходимо отметить, что в устройстве можно использовать готовый модуль датчика влажности и температуры DHT11, в котором датчик находится на небольшой печатной плате с разъёмом. Как правило, эквивалентный R3 (на рис. 1) резистор на ней уже имеется.

В качестве корпуса конструкции вполне подходит такой же футляр от аудиокассеты, что использован в велоспидометре. В нём лишь необходимо сделать отверстия для проводов питания и для доступа воздуха к датчику. Неиспользуемое пространство можно заполнить поролоном, а лицевую сторону кассеты украсить цветной открыткой, вырезав в ней отверстие для наблюдения за индикатором, например, как на **рис. 3**.

Рис. 3

Программа (скетч) микроконтроллера метеостанции dht_2razr_segm_1.ino разработана в IDE Arduino [4]. Для взаимодействия с датчиком DHT11 она использует библиотеку dht, которую, прежде чем транслировать программу, следует скачать из Интернета по ссылке [5] и подключить к среде разработки Arduino IDE.

Программа работает следующим образом. Её блок начальной настройки Setup() после подачи питания гасит индикатор и устанавливает режим его работы — индикацию номера версии программы. Затем он инициализирует однопроводный последовательный интерфейс для связи с датчиком.

В основном цикле программы Loop(), в зависимости от режима работы, индикатор выводит информацию, вид которой задан значением переменной var_i:

1 — в течение 1 с отображает измеренное значение окружающей температуры в градусах Цельсия. Признак этого режима — включённая десятичная точка в младшем (правом) разряде индикатора;

2 и 4 — индикатор погашен на 0,6 с. В это время происходит обмен информацией между датчиком и микроконтроллером, а полученные результаты присваиваются переменным;

3 — в течение 1 с отображает измеренное значение относительной влажности воздуха. Точки на индикаторе в этом режиме погашены;

5 — в течение 1 с отображает номер версии программы.

Как уже было сказано, в процедуре Setup() переменной var_i присвоено значение 5, поэтому работа процедуры Loop() начинается с вывода номера версии. Затем циклически перебираются значения var_i от 1 до 4.

В той же процедуре происходит развёртка изображений цифр на индикаторе: программа поочерёдно устанавливает низкий уровень на соединённых катодах одноимённых элементов двух разрядов индикатора, а на анодах разрядов, где этот элемент должен светиться, она устанавливает высокий уровень. Переход от предыдущей пары элементов к последующей происходит каждые 3 мс.

После подачи питания на плате Arduino Pro mini включается сигнализирующий об этом светодиод LED1 и кратковременно вспыхивает светодиод D3. По завершении работы программы-загрузчика светодиод D3 светит непрерывно. На секунду на индикаторе появляется номер версии программы ("0.1"), затем она переходит в рабочий режим. На индикаторе попеременно с паузами 0,6 с на 1 с появляются измеренные значения температуры в градусах Цельсия и относительной влажности воздуха в процентах.

Вместо датчика DHT11 в конструкции можно использовать более точный датчик температуры DS18B20 [6], подключив его к разъёму X1, как показано в верхнем левом углу на рис. 1. Влажность после этого, конечно, измеряться не будет. Датчик DS18B20 распространён и недорог. Он имеет цифровой интерфейс 1-Wire, легко реализуемый с помощью любого микроконтроллера, калиброван изготовителем и не требует какой-либо подстройки в процессе эксплуатации. Датчик способен работать в интервале температуры −55...+125 °C с погрешностью не хуже ±2 °C. В интервале температуры −10...+85 °C гарантирована погрешность не хуже ±0,5 °C. Для обмена информацией с датчиком DS18B20 используется интерфейс 1-Wire, протокол обмена по которому существенно сложнее, чем используемый для связи с DHT11. Он подробно описан в [7].

Для работы с датчиком DS18B20 в модуль Arduino Pro mini нужно загрузить программу ds_2razr_segm_4.ino. Она отличается от описанной выше использованием для организации обмена по интерфейсу 1-Wire библиотеки OneWire [8] и тем, что и в режиме 1, и в режиме 3 на индикатор выводится одинаковая информация — полученное от датчика значение температуры. Если она ниже нуля, то отображаются только целые градусы со знаком минус, а при температуре ниже −9 °C индикатор гаснет. Температура от 0 до 9,9 °C отображается с одним десятичным знаком после запятой, выше — только целая часть её значения.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Пахомов А.** Велоспидометр на Arduino. — Радио, 2015, № 11, с. 44.

2. DHT11 Humidity & Temperature Sensor. — URL: **http://www.robotshop.com/PDF/dht11.pdf** (10.08.15).

3. Arduino Pro Mini. — URL: **http://arduino.ru/Hardware/ArduinoBoardProMini** (01.08.15).

4. Download the Arduino Software. — URL: **https://www.arduino.cc/en/Main/Software** (01.08.15).

5. Библиотека DHT к Arduino. — URL: **http://iarduino.ru/lib/DHT.rar** (10.08.15).

6. DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer. — URL: **http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS18B20.pdf** (14.08.15).

7. Dallas Semiconductor's 1-Wire Protocol. — URL: **http://playground.arduino.cc/Learning/OneWire** (14.08.15).

8. Library for Dallas/Maxim 1-Wire Chips. — **https://github.com/PaulStoffregen/OneWire** (14.08.15).

__От редакции__. Программы микроконтроллера находятся по адресу __ftp://ftp.radio.ru/pub/2015/12/thermhum.zip__ на нашем FTP-сервере.

Кодовый замок на микроконтроллере PIC16F628A

А. ГЕТТЕ, г. Рязань

Этот замок можно использовать для ограничения доступа в помещение, гараж, дом, сейф, шкаф. Его исполнительным устройством может служить механизм запирания двери автомобиля.

Устройство, схема которого изображена на **рис. 1**, позволяет посредством введённого кода отпирать дверь и запирать её. Код хранится в EEPROM микроконтроллера DD1, а при включении питания устройства программа копирует его в оперативную память.

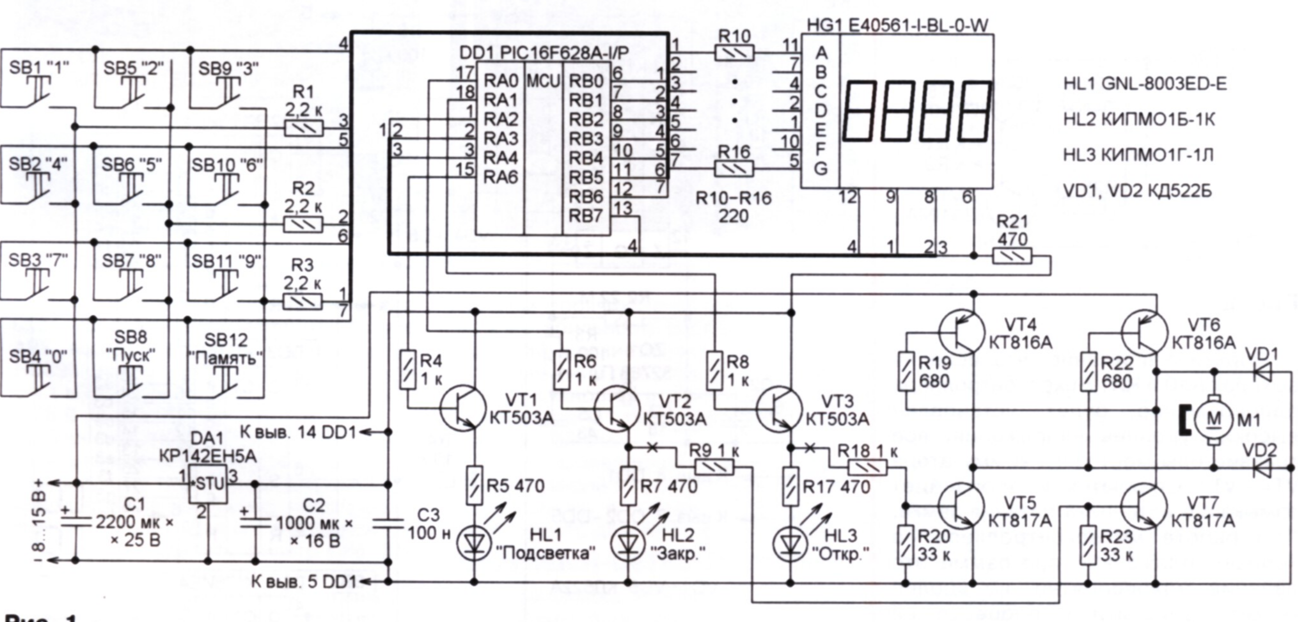


Рис. 1

Индикатор HG1 — четырёхразрядный семиэлементный светодиодный с общими катодами знакомест. В процессе набора кода цифры сдвигаются по нему справа налево. Если код состоит из пяти цифр, то при наборе его последней пятой цифры первая уходит за пределы индикатора. Тем не менее действуют все пять набранных цифр.

В исходной программе предварительно записан нулевой код, который действует сразу после первого включения замка. Чтобы открыть замок, находящийся в этом состоянии, достаточно убедиться, что его индикатор очищен, и нажать на кнопку SB8. Будут включены светодиод HL1 (им можно, например, освещать внутренность сейфа) и зелёный светодиод HL3 (путь свободен). Затем кратковременно, примерно на две секунды, будет включён исполнительный двигатель M1, который и откроет запор.

Для дальнейшей эксплуатации замка нулевой код нужно заменить новым секретным кодом, который должен находиться в интервале от 1 до 65535. Ввести его можно только при открытом замке при условии, что на индикаторе нули. Для замены кода кратковременно нажмите на кнопку SB12. Индикатор очистится, включится светодиод HL1. Введите новый код, нажмите на кнопку SB12 и удерживайте её нажатой около двух секунд. Светодиод HL1 будет выключен, а индикатор HG1 очищен. Теперь новый код записан в EEPROM микроконтроллера.

В дальнейшем код можно заменять неоднократно. Если новый код был введён без предварительной очистки индикатора, но при нулях на нём, то светодиод HL1, сигнализируя о записи кода, погаснет на две секунды и включится снова. Однако индикатор очистится, а новый код будет записан в энергонезависимую память микроконтроллера.

Чтобы отпереть замок после смены кода, нужно будет очистить индикатор кратковременным нажатием на кнопку SB12. Затем ввести именно этот код и нажать на кнопку SB8. Если код был набран правильно, но механика замка по какой-либо причине заела, можно нажимать на кнопку SB8 неоднократно. С каждым нажатием на неё двигатель M1 будет включаться на отпирание.

Закрывают открытый замок кратковременным нажатием на кнопку SB12. Светодиод HL1 погаснет, а приблизительно через две секунды индикатор HG1 очистится. Далее нажмите на кнопку SB8. На две секунды будет включён красный светодиод HL2, а на двигатель M1 подано напряжение противоположной подаваемому при открывании полярности. Запор закроется. Эту операцию можно выполнить только один раз после каждого отпирания. Повторное запирание невозможно.

Если операции открывания и закрывания замка исполняются неправильно (одна вместо другой), то следует изменить полярность подключения двигателя M1. При первом включении замка на индикаторе HG1 могут появиться случайные цифры. Чтобы удалить их или исправить ошибку в наборе кода, необходимо кратковременно нажать на кнопку SB12.

На случай, если хранящийся в EEPROM микроконтроллера сменный код утерян, в его программной памяти имеется постоянный код, которым замок тоже можно отпереть. В прилагаемой к статье программе он равен 45457. Изменить его можно только путём перепрограммирования микроконтроллера. Для этого нужно указать новое значение кода в строке

```
POSTKOD EQU .45457
```

исходного текста программы (файла ZAMOK.ASM). Эта строка находится в самом его начале. Предшествующая коду точка означает в данном случае, что это десятичное число. Значение постоянного кода должно находиться в пределах от 1 до 65535, в противном случае он действовать не будет. После изменения постоянного кода программу необходимо транслировать заново и загрузить в микроконтроллер полученный HEX-файл.

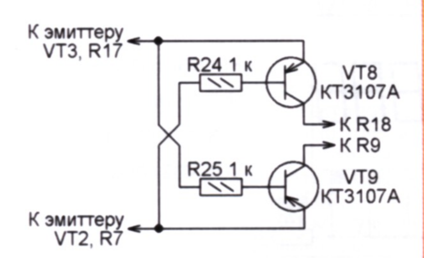


Рис. 2

Обратите внимание, что если на выходах RA0 и RA1 микроконтроллера одновременно будет установлен высокий уровень напряжения, все транзисторы мостового коммутатора VT4—VT7 откроются и произойдёт замыкание источника питания замка. При работе микроконтроллера по хорошо отлаженной программе это явление маловероятно, но вполне может произойти в процессе её отладки после внесения каких-либо изменений. Во избежание подобных случаев рекомендуется дополнить устройство узлом, схема которого показана на **рис. 2**, включив его в разрывы проводов, помеченных на рис. 1 крестами. Транзисторы VT8 и VT9 никогда не откроются одновременно, что предотвратит одновременное открывание транзисторов VT4—VT7.

***От редакции**. Программа микроконтроллера (в двух вариантах: с постоянным кодом и без него) имеется по адресу **ftp://ftp.radio.ru/pub/2015/12/zamok1.zip** на нашем FTP-сервере.*

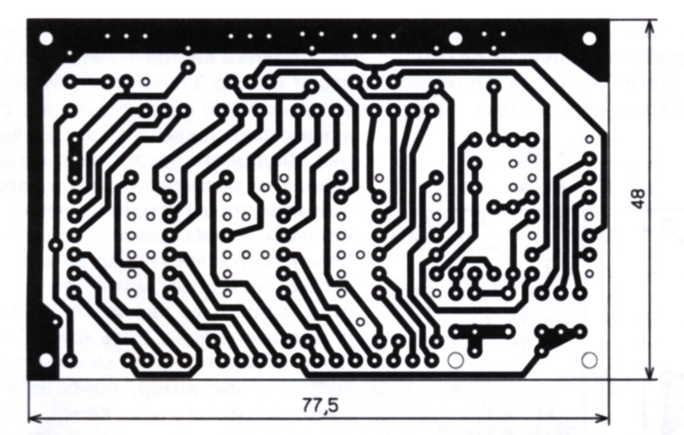
Простые электронные часы с ЖКИ

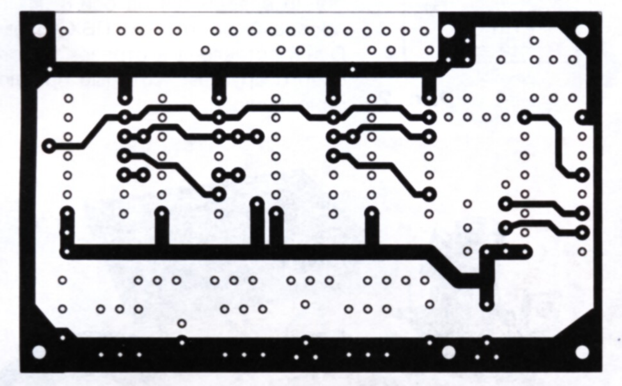
С. СИТНИКОВ, г. Волгоград

Часы собраны на микросхемах серии К176, их схема показана на **рис. 1**. На микросхеме DD1 (К176ИЕ12) собран задающий генератор с кварцевой стабилизацией частоты. Микросхемы DD2—DD5 — счётчики-преобразователи кодов для управления семиэлементными индикаторами. С выхода M (вывод 10) генератора DD1 минутные импульсы через нормально замкнутые контакты кнопки SB2 поступают на вход счётчика единиц минут (DD2). С выхода переноса P (вывод 2) этого счётчика импульсы поступают на счётчик десятков минут (DD3) и далее с выхода переноса P микросхемы DD3 импульсы поступают на счётчик единиц часов и т. д. В полночь (24 часа) высокий уровень, поступающий на входы R микросхем DD4 и DD5 с выхода 4 (вывод 3) микросхемы DD4 и с выхода 2 (вывод 3) микросхемы DD5, обнуляет показания часов.

Для нормальной работы ЖКИ на его подложку и элементы индикации

Рис. 1





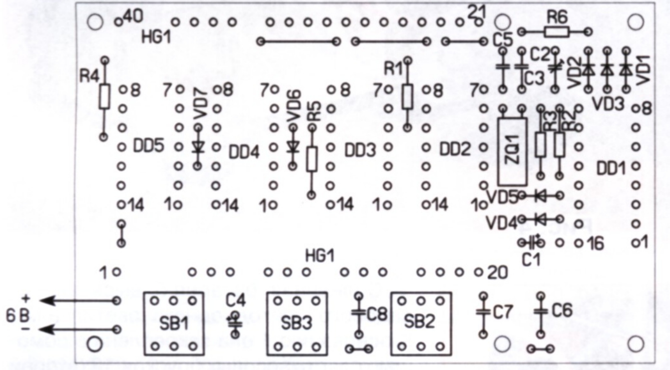


Рис. 2

необходимо подавать противофазные импульсы (меандр) частотой 33...100 Гц. Если на подложке — высокий уровень, на элементах индикации будет низкий. Это достигается подачей импульсов на управляющие входы S микросхем DD2—DD5 и подложку (выводы 1 и 40) ЖКИ. Если на входах S присутствует сигнал высокого уровня, то на выходах a,b,c,d,e,f,g микросхем будет низкий уровень. Частота импульсов — 128 Гц, она несколько выше требуемой, но на работе часов это не сказывается. Сигнал для формирования мигающей точки, разделяющей часы и минуты, формируется на резисторе R6 с помощью диодов VD1—VD3. Конденсаторы C7, C8 подавляют броски управляющего напряжения, обусловленные дребезгом контактов кнопок SB2 и SB3. С помощью RC-цепи C1R1 при подаче питания счётчики всех микросхем устанавливаются в нулевое состояние. Подстроечный конденсатор C2 предназначен для подстройки частоты кварцевого генератора, т. е. для коррекции хода часов. Установку часов проводят нажатиями на кнопку SB2 или SB3, в этом случае на счётные входы микросхемы DD2 или DD4 поступают импульсы с частотой 2 Гц.

Все элементы, кроме батареи питания, размещены на двухсторонней печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм. Чертёж платы показан на **рис. 2**. ЖКИ устанавливают над микросхемами DD2—DD5 в две панели, которые изготовлены из стандартной панели для микросхем с 40 выводами в корпусе DIP.

Конденсаторы C1 и C4 — оксидные импортные, подстроечный конденсатор — КТ4-21б, КТ4-25б, TZ03, TSC-06 с минимальной ёмкостью 4...6 и максимальной 20...30 пФ, остальные — К10-17. Диоды КД522А можно заменить диодами 1N4148, диоды КД103Б — диодами серий КД102, КД103. Кнопка SB1 (с фиксацией) — B170G, SB2 и SB3 (с самовозвратом) — B170H. Кварцевый резонатор — часовой (32768 Гц). В батарее можно применить четыре гальванических элемента типоразмера АА, ААА или два литиевых элемента CR2032. Потребляемый часами ток — около 450 мкА.

Установку времени производят в следующем порядке. При включении часов все счётчики сбрасываются, и на индикаторе будут нули. Сначала нажатиями на кнопку SB2 устанавливают минуты, затем нажатиями на кнопку SB3 — часы. ■

Самоходный трактор-игрушка

Д. МАМИЧЕВ, п. Шаталово Смоленской обл.

Эта игрушка воплощает давнюю мечту человечества об экологически чистых, естественных источниках энергии, используемых во благо людей. Она "питается" энергией солнца — энергия света превращается в электрическую, а затем в кинетическую энергию движения. Эта идея широко используется, в том числе и в робототехнике по направлению BEAM. Эта английская аббревиатура означает: Biology (Биология), Electronics (Электроника), Aesthetics (Эстетика), Mechanics (Механика). У его истоков стоит инженер Марк Тилден — создатель первого в своём роде робота типа solaroller. Этот нехитрый механизм, работая от солнечной батареи, смог преодолеть дистанцию в 15 см. В предлагаемой статье приводится описание упрощённого и доступного для повторения начинающими радиолюбителями варианта этого устройства.

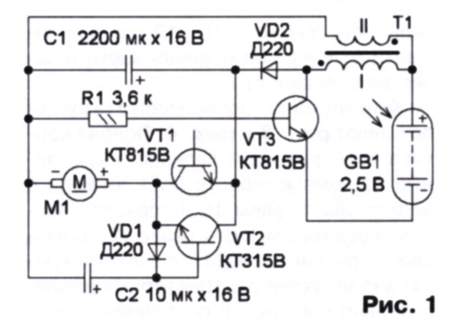


Рис. 1

Схема игрушки показана на **рис. 1**. Преобразователь напряжения собран по схеме блокинг-генератора на транзисторе VT3, трансформаторе T1 и резисторе R1. Питается он от солнечной батареи GB1. Транзистор VT1 включён инверсно и работает в лавинном режиме. В процессе работы блокинг-генератора транзистор VT3 периодически от-

крывается и закрывается. Когда он открыт, в магнитном поле трансформатора накапливается энергия, а когда закрыт — в каждой из обмоток трансформатора возникает ЭДС самоиндукции. Суммарное напряжение этих обмоток выпрямляет диод VD2, и происходит зарядка конденсатора C1. Когда напряжение на нём увеличивается до 9...12 В, транзистор VT1 открывается, а когда напряжение на конденсаторе C1 уменьшается до 8 В, он закрывается. За это время через диод VD2 происходит зарядка конденсатора C2 и его напряжение открывает транзистор VT2. Благодаря этому конденсатор C1 разряжается через транзистор VT1 и обмотку двигателя M1. В этот момент трактор совершает рывок и проезжает какое-то расстояние, пока напряжение на конденсаторе уменьшится до 2 В. Далее цикл работы повторяется. Чем ярче светит солнце, тем быстрее заряжается конденсатор C1 и тем чаще двигается модель. Устройство сохраняет работоспособность при напряжении питания 1 В.

Большинство элементов (кроме электродвигателя и солнечной батареи) смонтированы на односторонней печатной плате (**рис. 2**) из фольгированного стеклотекстолита. Применён резистор МЛТ, С2-23, его сопротивление может быть в интервале 1...10 кОм. Транзистор КТ315В можно заменить транзистором КТ315Б, КТ315Г, 2SC3199 или любым из серии КТ3102. Вместо транзисторов КТ815В подойдут и транзисторы серии КТ315. Трансформатор намотан вдвое сложенным проводом ПЭЛ 0,2 (25 витков) на магнитопроводе К2×5,5×7 из феррита с проницаемостью 1000...2000. Налаживание сводится к подбору конденсатора C1 в интервале 470...4700 мкФ и экземпляра транзистора VT2 на необходимое напряжение пробоя в лавинном режиме. Собранный макет трактора проходит 1...2 см за каждый импульс тока, а длительность паузы — 10...12 с в зависимости от внешней освещённости и качества поверхности.

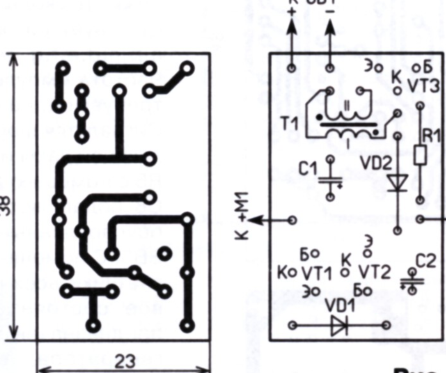


Рис. 2

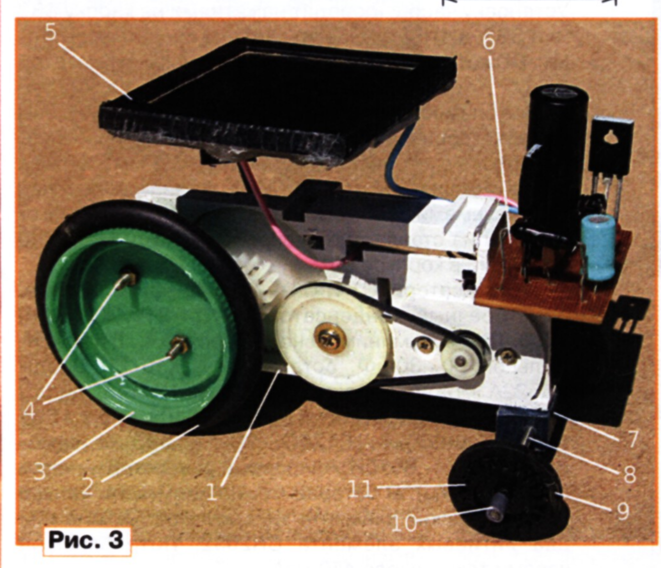


Рис. 3

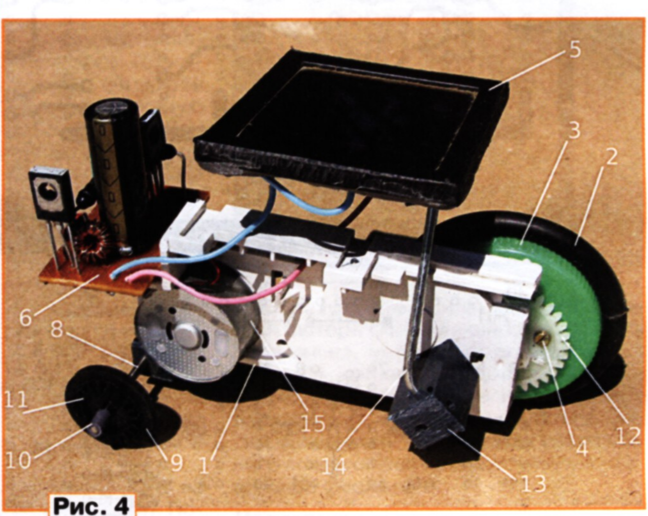


Рис. 4

Конструкцию ходовой части игрушки поясняют **рис. 3** и **рис. 4**. Основа корпуса 1 — фрагмент каркаса, вырезанный из компьютерного DVD-привода с электродвигателем 15 и трёхступенчатым редуктором. К шестерне 12 с помощью пары винтов 4 (M2) с гайками крепят заднее колесо 3. Шестерню предварительно снимают с основания редуктора и высверливают в ней отверстия для установки винтов 4. Затем устанавливают колесо 3 (крышка от бутылочки из-под йогурта) и фиксируют его с помощью ещё одной пары гаек. На внешний обод одета покрышка 2, изготовленная из резинового шнура детской скакалки, торцы которой склеены "секундным" клеем. Аналогично изготовлены и покрышки 9 передних колёс 11. Только расходным материалом является квадратный пассик от ЛПМ старого магнитофона. Роль колёс 11 выполняют шестерни от механического счётчика, например, прибора учёта расхода бытового газа. Колёса 11 свободно вращаются на оси 8. Их люфт обеспечивают отрезки ПВХ-трубки 10. Ось 8 вставлена в отрезок пластмассового бруска 7, который приклеен к основанию 1.

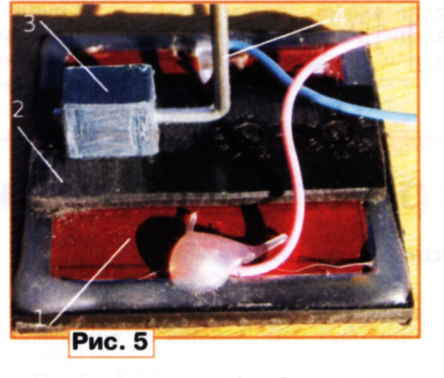


Рис. 5

Солнечная батарея 5 вырезана из садового светодиодного светильника. К основанию 1 она закреплена с помощью пластмассовых брусков 13 (второй брусок приклеен к солнечной батарее и на рис. 3 и рис. 4 не виден) и изогнутой металлической стойки 14 (из велосипедной спицы). Концы стойки с небольшим усилием вставлены в отверстия брусков. Такая конструкция позволяет поворачивать батарею и ориентировать её на солнце. Плата 6 приклеена к основанию 1 "секундным" клеем вдоль отрезка боковой линии.

Крепление солнечной батареи показано на **рис. 5**. Чтобы не повредить её рабочий слой 1, сначала к ней надо приклеить планку-переходник 2, а уже к ней — брусок 3, в который вставлен конец стойки 4. Клей лучше использовать вязкий.

***От редакции**. Видеоролик, иллюстрирующий работу устройства, находится по адресу **ftp://ftp.radio.ru/pub/2015/12/traktor.zip** на нашем FTP-сервере.*



E-mail: mail@radio.ru

о связи

ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ

УКВ-конференция "Волга 2015"

Григорий БЕЛИЦКИЙ (R4IT), г. Тольятти Самарской обл.

Так сложилось, что радиолюбительство стало сегодня намного доступнее, чем, скажем, лет двадцать назад. Покупка радиодеталей, наборов для сборки, готовых изделий на любой вкус и кошелёк стали привычным делом с развитием сети Интернет и логистических служб курьерской доставки. Однако находятся люди, которым становится "скучно" на коротких волнах и работать на фабрично произведённой аппаратуре. Они идут вперёд, открывая всё новые и новые горизонты в таком, вроде бы привычном деле, как радиосвязь, и гордо именуют себя "ультракоротковолновиками".

Так получилось, что в г. Тольятти Самарской области возникла небольшая группа близких по духу, увлечённых радиолюбителей, постигающих ультракороткие волны. Они стали известны своими опытами, конструкциями и результатами далеко за пределами России. Это — Анатолий Кокотов (UA4HTS), Алексей Борисоглебский (UA4HAK) и Валерий Наумов (RW4HW). Обмен опытом на форумах и других ресурсах сети Интернет — дело хорошее, но, оказалось, недостаточное для полного понимания "физики процессов" в решении тех или иных вопросов и проблем для радиосвязи на УКВ. Было ясно, что живое общение с единомышленниками и известными конструкторами ничем не заменить, поэтому было принято решение об организации конференции по вопросам любительской радиосвязи на УКВ.

Первая УКВ-конференция "Волга" была проведена в 2013 г. На неё собрались около 40 человек, она получила массу положительных откликов у радиолюбителей. Тогда же и было решено, что через два года такое значимое мероприятие надо повторить!

Сказано — сделано! Был организован оргкомитет при местном отделении СРР по г. Тольятти, обсуждена программа мероприятия, создан сайт этого мероприятия — **http://www.volga-vhf.ru/**, разосланы приглашения и зарезервированы зал для мероприятия, гостиничные номера для иногородних радиолюбителей.

Окончание. Начало см. на 2-й с. обложки

Местом проведения был выбран кемпинг "Морской", как уже зарекомендовавший себя в качестве гостиницы на прошлой конференции. Кроме того, комплекс развивается и уже появилось большое светлое здание столовой, где и было удобно проводить презентации её участникам.

Зарегистрировались для участия почти 70 человек, не считая самого оргкомитета, но, к сожалению, погода и некоторые жизненные неурядицы внесли свои коррективы — несколько участников не смогли присутствовать лично. Для них и остальных радиолюбителей силами коллектива RC4HAA (Университет ПГУТИ, раньше Институт связи) была организована онлайн трансляция на сайте. В итоге в конференции непосредственно участвовали около 50 человек, а кроме того, трансляцию постоянно смотрели примерно 40 человек. Общее число соединений с сайтом за два дня превысило три тысячи.



Энтузиастам серьёзного освоения УКВ-диапазона всегда есть о чём поговорить — Юрий Чмыхун (RZ4HD) и Сергей Жутяев (RW3BP).

В состав участников конференции входил практически целиком УКВ-комитет Союза радиолюбителей России во главе со своим председателем Дмитрием Дмитриевым (RA3AQ). Члены комитета ответили на многие вопросы участников конференции.

Было отмечено, что конференция стала "забираться выше" по электромагнитной шкале излучений. Множество докладов были посвящены СВЧ-технике, методикам проведения радиосвязей и измерений. Доклады подкреплялись практической демонстрацией аппаратуры и антенн.



Горячие обсуждения в паузах между презентациями — Геннадий Мельников (R4YM), Нурислам Шакуров (UA4SN), Денис Ваганов (UB4UAA), Алексей Плотников (RA4SD) и (спиной) Андрей Панченко (R4HV).

Открыл конференцию вступительным словом Анатолий Кокотов (UA4HTS), после чего в программе мероприятия были сделаны более десяти докладов (презентаций). Два из них велись через Skype.

Большой доклад Сергея Жутяева (RW3BP) об аппаратуре для связи на миллиметровых волнах радиолюбители слушали очень внимательно и потом ещё долго обсуждали в течение всей конференции.

Зажигательно и актуально для начинающих в УКВ выступил Алексей Плотников (RA4SD) с рассказом о построении своего УКВ-сетапа для диапазона 432 МГц, пройденных ошибках и удачных решениях.

Алексей Борисоглебский (UA4HAK) с долей юмора, но со сложными техническими деталями, рассказал о проектировании и создании им "полевого GPS-позиционера" на базе технологий Arduino — прибора, так необходимого при проведении связей в миллиметровых диапазонах.

Также внимательно был выслушан рассказ Александра Ефременко (RN6HW) о его практическом пути к построению аппаратуры для миллиметровых волн.

Особый интерес вызвала практическая реализация радиосвязи на 76 ГГц. Все желающие могли попробовать настроить антенны и услышать сигнал, а также произвести измерения своей аппаратуры в лаборатории конференции.

Дружественная атмосфера, радушный приём организаторов, множество техники связи и приборов создали незабываемый праздник для всех энтузиастов УКВ-радиосвязи. ■

Официальные молодёжные соревнования в 2016 году

Союз радиолюбителей России внёс предложения о включении официальных спортивных соревнований по радиоспорту в единый календарный план физкультурных и спортивных мероприятий Министерства спорта России.

Предложения содержат перечень спортивных соревнований по всем группам спортивных дисциплин радиоспорта, которые планируется провести в 2016 г., наделив их официальным статусом при частичном финансировании за счёт Министерства спорта России, а также перечень соревнований с участием нашей сборной команды — чемпионаты мира и Европы по очным дисциплинам.

Предусмотрены в этих предложениях и соревнования по радиосвязи на КВ и УКВ среди молодёжи. По традиции в третью субботу февраля (20 февраля 2016 г.) состоятся зональные соревнования по радиосвязи на КВ телефоном. Они станут хорошей тренировкой перед основным и самым массовым стартом сезона — первенством России по радиосвязи на КВ телефоном, которое состоится 2 апреля 2016 г. Через два месяца после начала учебного года, 5 ноября, состоится всероссийское соревнование по радиосвязи на КВ телефоном "Дружба", а завершится 2016 г. традиционным соревнованием также по радиосвязи на КВ телефоном "Снежинка", которое состоится в воскресенье 11 декабря.

Есть в молодёжном календаре 2016 г. и два нововведения. Сезон откроет 6 февраля Молодёжный кубок Попова, теперь уже в статусе официальных всероссийских соревнований.

Самое интересное событие состоится 8—11 июля в Сокольском районе Нижегородской области. С использованием эфирной части IARU CHAMPIONSHIP пройдёт очное первенство России по радиосвязи на КВ — смесь. Молодёжь, владеющая телеграфом на уровне, требующемся для участия в серьёзных взрослых соревнованиях, покажет свой класс в работе из полевых условий, аналогичных ОЗЧР. Там же через день состоится первенство России по радиосвязи на УКВ на маломощных УКВ-ЧМ-радиостанциях.

Предусмотрены планом и многочисленные соревнования с участием молодёжи по другим группам спортивных дисциплин: многоборью радистов, спортивной радиопеленгации и скоростной радиотелеграфии. Всего в плане 36 соревнований для молодёжи.

Наши телетайпные — итоги

Борис СТЕПАНОВ (RU3AX), г. Москва

Радиолюбительский телетайп по современному делению видов радиосвязи относится к "цифровым видам" (digital mode). В эту группу IARU включены и все виды связи, которые, в отличие от телетайпа, исходно были цифровыми (используют компьютерную обработку сигналов). Время грохочущих механических телетайпных аппаратов ушло безвозвратно, а классические телетайпные сигналы сегодня формируют и принимают тоже с использованием компьютеров. И хотя новые цифровые виды радиосвязи в последние годы получают всё большее распространение, классический радиотелетайп на новой аппаратно-программной основе по-прежнему интересен коротковолновикам.

В этом году мы получили от участников нашего традиционного WW RTTY CONTEST 514 отчётов из 47 стран и 49 областей России. Из европейской части России отчёты прислали 98 радиостанций, а из азиатской части страны — 31. Напомним, что в этих соревнованиях деление нашей территории на европейскую и азиатскую части идёт по положению о дипломе WAC Международного союза радиолюбителей. Прохождение радиоволн на высокочастотных диапазонах в этом году было несколько хуже, чем в прошлом, — например, ни один участник не заявился в однодиапазонном зачёте на 28 МГц. Но общее число участников соревнований не уменьшилось, а даже немного увеличилось.

В зачёте по всем диапазонам в этом году лучший результат показал итальянец Паоло Эмануэли (IN3VVK). Наш Александр Ситак (UC8U) из г. Берёзовский Кемеровской области занял второе место. На третьем месте в этой группе Александр Нудель (UR7GO) из г. Херсона.

Юрий Лопарёв (UP6P, г. Темиртау), который в прошлом году в этих соревнованиях был лучшим на диапазоне



В середине 60-х любительский радиотелетайп относился к "специализированным видам связи". Коротковолновики для работы RTTY использовали аппараты вроде приведённого на этом фото (The radio amateur`s handbook, 1966).

28 МГц, на этот раз победил на диапазоне 21 МГц. Россияне Сергей Нечунаев (R9SN, г. Оренбург) и Владимир Баштинский (UA6CE, г. Тихорецк Краснодарского края) заняли в этой группе соответственно второе и третье места.

Геннадий Глейзер (UN1L) из г. Рудный Костанайской области повторил свой прошлогодний успех и снова был лучшим на диапазоне 14 МГц. Второе и третье места в этой группе тоже за россиянами. Второе место занял Аркадий Иванкин (RD0A) из г. Назарово Красноярского края, а третье — Олег Микульчик (RW6MAO) из г. Таганрога Ростовской области.

На диапазоне 7 МГц победил россиянин Александр Дубовцев (R7AB) из г. Краснодара. Второе место здесь занял поляк Анджей Дабиош (SP5UUD) из г. Красносельц. На третье место в этой группе вышел россиянин Владимир Шарпарь (RT3P) из г. Болохово Тульской области.

Как и в прошлом году, на диапазоне 3,5 МГц лучшим был Николай Яковенко (UT5EEP, г. Кривой Рог). Второе место здесь занял россиянин Сергей Доренский (UA3NFI) из г. Костромы, а третье — Валерий Фукалов (RQ2Q) из г. Воронежа.

В группе радиостанций с несколькими операторами в который уже раз победила красноярская команда RW0A, на втором месте — команда R5DV из подмосковного г. Апрелевки, а на третьем — команда RK3PWR из п. Спиценский Тульской области.

В целом россияне на этот раз выступили хорошо. Первые места завоевали только в двух подгруппах, но из 18 престижных мест (те, что обычно "золото", "серебро" и "бронза" в больших соревнованиях) в этих соревнованиях мы завоевали 12!

Результаты тех, кто вошёл в десятки лучших во всех зачётных подгруппах, приведены в **таблицах**. В них указаны место, позывной, число связей, число очков за связи, множитель и окончательный результат. Полные итоги этих соревнований приведены по адресу **http://www.radio.ru/cq/contest/result/2015-8-15.shtml** на сайте журнала.

SINGLE OPERATOR MULTI BAND

1	IN3VVK	910	5875	280	1645000
2	UC8U	592	5420	184	997280
3	UR7GO	578	3755	198	743490
4	RM3DA	541	3400	182	618800
5	K1MK	414	3785	136	514760
6	4Z5KU	364	3415	149	508835
7	R9WDV	362	3340	151	504340
8	RA9SN	335	3145	154	484330
9	UN8PA	299	2680	165	442200
10	7Z1HL	324	2985	144	429840

SINGLE OPERATOR SINGLE BAND — 21 MHz

1	UP6P	225	1930	62	119660
2	R9SN	216	1950	56	109200
3	UA6CE	196	1315	64	84160
4	UN4PG	157	1295	55	71225
5	YD1DGZ	108	1065	57	60705
6	I2VGW	98	765	47	35955
7	H2X	93	730	42	30660
8	UA6LJB	110	710	39	27690
9	SP2GCJ	76	595	36	21420
10	JH2MYN	49	420	32	13440

SINGLE OPERATOR SINGLE BAND — 14 MHz

1	UN1L	412	3750	88	330000
2	RD0A	328	2900	86	249400
3	RW6MAO	450	2810	87	244470
4	LZ7A	413	2655	90	238950
5	RA9AU	311	2975	80	238000
6	UA9CLR	281	2530	82	207460
7	RK4FF	413	2585	80	206800
8	YF1DO	234	2320	78	180960
9	LZ5XQ	317	1900	84	159600
10	R7CT	297	1745	77	134365

SINGLE OPERATOR SINGLE BAND — 7 MHz

1	R7AB	332	1965	78	153270
2	SP5UUD	283	1665	73	121545
3	RT3P	265	1500	72	108000
4	S51CK	196	1095	61	66795
5	YU3AAA	170	1015	63	63945
6	RV3ZN	141	805	58	46690
7	S53F	159	850	54	45900
8	RK9AN	70	655	38	24890
9	RW3QM	72	425	44	18700
10	YO4CVV	73	405	38	15390

SINGLE OPERATOR SINGLE BAND — 3,5 MHz

1	UT5EPP	115	630	52	32760
2	UA3NFI	106	570	48	27360
3	RQ2Q	94	520	48	24960
4	SP4W	103	540	46	24840
5	RX1CQ	92	500	44	22000
6	SP1C	96	505	40	20200
7	SP6DMI	79	410	37	15170
8	RU6YJ	32	175	20	3500
9	UN6TA	2	15	4	60
10	UA1CEI	1	5	2	10

MULTI OPERATOR MULTI BAND

1	RW0A	973	8730	287	2505510
2	R5DV	557	3440	184	632960
3	RK3PWR	470	3075	154	473550
4	RK3DXW	377	2400	128	307200
5	RZ0LWA	197	1435	84	120540
6	N2BJ	134	1030	45	46350
7	CO2FRC	119	795	36	28620
8	UA0WF	63	510	52	26520
9	HF150ZCF	65	365	50	18250
10	RC1C	23	150	24	3600



Радиоэкспедиция "Победа" — сохраняя традиции

Завершился Мемориал "Победа" этого года, посвящённый 70-летию Победы нашего народа в Великой Отечественной войне. Радиолюбители внесли свой достойный вклад в этот "праздник со слезами на глазах". В память о событиях тех лет вышли в эфир почти 300 мемориальных радиостанций, которые работали из Городов-героев и Городов воинской славы в память о сражениях той войны и о подвигах её участников, о героическом труде тех, кто работал, не жалея сил, в тылу.

Российские мемориальные станции использовали позывные с префиксом RP70. Сегодня мы расскажем о той радиостанции, которая, в известном смысле, была собирательной для этого мероприятия. Она вышла в эфир из региона, удалённого и от мест, где шли бои, и от мест, где в тылу всё делалось для армии, — из исторического географического центра великой страны, одержавшей Победу в Великой Отечественной войне. Из глухой сибирской тайги. "Недалеко" — всего 360 км от Нижневартовска...

В 1974 г., когда наш народ готовился отметить 30-летие Победы, у сотрудников редакции журнала "Радио" и её радиолюбительского актива возникла мысль провести радиоэкспедицию по местам основных сражений Великой Отечественной войны, а старт этому мероприятию дать из географического центра СССР. Слово "экспедиция" приобретало при этом первоначальный смысл — выяснилось, что выйти в эфир надо было из "чистого поля", точнее, из тайги, куда "только вертолётом можно долететь".





QSL U30R — с этой радиоэкспедиции начались Мемориалы "Победа".

"Авиа-радио десант", в состав которого входили сотрудник редакции Иван Казанский (UA3FT) и два оператора её коллективной радиостанции — Олег Неручев (UA3HK) и Борис Рыжавский (UA3-170-320), незадолго до Дня Победы высадился на таёжную поляну и начал готовить к выходу в эфир главную радиостанцию мемориальной радиоэкспедиции — U30R. Рассказ о том, как она проходила, был опубликован в августовском номере журнала за 1974 г.

Вскоре радиоэкспедиция "Победа" была реорганизована в ежегодный Мемориал "Победа", который сейчас вместе с редакцией журнала "Радио" проводит национальная радиолюбительская организация страны (Союз радиолюбителей России). Но о том, как он начинался, радиолюбители не позабыли, и в рамках Мемориала, посвящённого 60-летию Победы, в ту же историческую точку высадился новый "десант", который вышел в эфир под позывным RP9J. Рассказ об этом можно прочитать в июльском номере журнала "Радио" за 2005 г.

В этом году радиолюбители Ханты-Мансийского автономного округа, сохраняя традиции Мемориала, решили ещё раз высадить радиодесант в эту историческую точку и поработать в рамках Мемориала "Победа-70" специальным позывным — RP70SU. Вот что вспоминает руководитель экспедиции Валерий Нестеров (RA9J).

"Организация экспедиции для меня — это круглосуточная суета. Встречаю я Людмилу Алексеевну Кошиль: "А ты не забыл, что прошло десять лет с момента первой твоей радиоэкспедиции в центр бывшего Советского Союза?" Она в прошлый раз помогала её организации, а в 1974 г. была бортмехаником вертолёта, который возил радиодесант U30R. Кошиль меня успокоила, сказав, что с главой города она уже переговорила, и он хочет со мной встретиться.

Встречаюсь с главой города, захожу к нему в кабинет, а у него на столе лежит наша QSL-карточка и диплом "Побе-



RA9J, UA9JFG и R9JAX — летим куда-то сюда...



RV9JK и RA9J в уютном шеке экспедиции.

да-60". Он спрашивает меня: "Это ваше "произведение"? Очень здорово, что вы снова собираетесь повторить акцию!" Приглашает меня на собрание партии "Единая Россия", где я выступаю и даже не верю — чуть ли не в ладоши все хлопают, когда узнали про акцию.

Я не верил до последнего момента, что у меня получится. Тяжёлое время для России, для города. Где брать деньги? Составил смету и прослезился. Один вертолёт стоит больше миллиона рублей! Что делать? Написал письма в думу округа, главе администрации города и в партию "Единая Россия". Денег нет, — дружно ответили все... Почеркал смету, вижу, можем и сами потянуть. Начал всех обзванивать и предложил скинуться. Думал, что кто-то откажется, а поддержали все.

Но где брать вертолёт? Звоню главе города, говорю: "Обещали!" И только 30 апреля в обед он отправляет меня к начальнику Нижневартовскавиа Сергею Николаевичу Бакунину. Первое, что он мне сказал: "Вы не туда обращались, ребята. Я вам помогу". Тут же вызвал Андрея Николаевича Даренко и поставил вопрос жёстко: "Как отправить мужиков в экспедицию?" Ответ: "Почти невозможно, всё распланировано". Но прозвучало главное слово — надо! — "Ну, если надо, тогда завтра утром и полетим! У "летунов" всё очень чётко!"

Завтра наступило быстро, потому что мы планировали вылетать 2 мая, а не 1-го (чтобы в запасе был ещё один день). Быстрые сборы. Продукты не закуплены, аппаратура не вся собрана, палатки и генератора нет! Звоню главе администрации посёлка Излучинск Алексею Борисовичу Кудрику. "Выручай — палатки нет!" Он отвечает: "Проблем нет, приезжай и бери". Звоню другу, Александру Викторовичу Коршунову, директору фирмы ООО "Фосфорит" — и тут же ответ по генератору: "Любой, какой надо, тот и бери". Так за сутки мы собрались...

На место прибыли вовремя, только немножко ошиблись с десантированием — тайга когда-то горела, и через десять лет местность я не узнал".



RO9O, братья Кирилл и Данила, R9JAX — радость встречи.

В этой радиоэкспедиции встреча с Людмилой Алексеевной Кошиль была не единственной с теми, кто был в таёжной глуши свидетелем предшествующих экспедиций. Вот что написал в своих воспоминаниях Олег Краснухин (RA9JM).

"Не прошло и полчаса после высадки нашего десанта, как, услышав шум вертолёта, на снегоходе "Буран" приехали сыновья ханта Ильи Прасина, братья Кирилл и Данила. Кирилл знаком с некоторыми участниками экспедиции — он с отцом встречал нас в 2005 г. Отец их, к сожалению, уже умер, а они попрежнему живут и кочуют недалеко от "географического центра СССР". Стойбище их оленей находится от него примерно в 15 км. Кирилл сразу сказал: "Мужики, вы метров на 400 промахнулись!" Да не мудрено — там же всё выгорело! За восемь рейсов их "Буран" с нартами всю нашу поклажу перевёз на "ту самую" поляну".

Семь дней и ночей не прекращалась работа радиостанции RP70SU, целыми сутками наши позывные звучали в эфире на всех КВ-диапазонах и разными видами работы. Проводя сеансы радиосвязи, участники радиоэкспедиции рассказывали в эфире о подвигах сибирских солдат и тружениках тыла.

За это время операторы RP70US провели 6000 сеансов радиосвязи с радиолюбителями 70 стран мира. Они использовали трансивер KENWOOD TS-2000, усилитель ACOM 1010, антенны RR-33 Robinson и Inverted V на диапазоны 80, 40 и 30 метров. В команде работали Валерий Нестеров (RA9J), Олег Краснухин (RA9JM), Александр Сухарев (RO9O), Андрей Печорин (RV9JK), Алексей Зотов (R9JR), Пётр Третьяков (UA9JFG) и Андрей Кожевников (R9JAX).

Вот как разложилась работа RP70US по диапазонам и видам работы:

80	CW	160
80	SSB	45
40	CW	814
40	SSB	498
20	CW	1719
20	SSB	1623
15	CW	541
15	SSB	362
10	CW	17
30	CW	157



Фото на память — R9JAX, RO9O, UA9JFG, RA9J, RV9JK и R9JR.

Мы приводим здесь несколько фотографий, иллюстрирующих эту радиоэкспедицию, а познакомиться с другими фотографиями и прочитать более подробный рассказ о ней можно в материалах RA9JM (**http://r9j.ru/news/9/447/**) и RO9O (**ftp://ftp.radio.ru/pub/2015/12/RP70SU.zip**).

Кварцевый гетеродин КВ-приёмника

Владимир РУБЦОВ (UN7BV), г. Астана, Казахстан

Этот кварцевый генератор (КГ) предназначен для применения в качестве первого гетеродина в радиоприёмниках, трансиверах и передающих приставках, выполненных по структурной схеме трансивера UW3DI, где первая ПЧ — перестраиваемая (например, от 6 до 6,5 МГц), а вторая — фиксированная (500 кГц). Такая схема построения любительской аппаратуры имеет ряд преимуществ, где главным, пожалуй, является непереключаемый генератор плавного диапазона (ГПД). Отсутствие в ГПД коммутируемых элементов и ограниченный диапазон перестройки на относительно низких частотах позволяют легче решить, в частности, проблему долговременной температурной стабильности.

Описываемый вариант КГ (его принципиальная схема показана на **рис. 1**) применён автором в радиоприёмнике "Экстра-Тест". В отличие от UW3DI, перекрытие (перестройка) по первой ПЧ составляет 5,5...6,5 МГц (т. е. в два раза больше). Диапазон принимаемых частот приёмника от 0,5 до 34,5 МГц разбит на 34 поддиапазона шириной по 1 МГц. При приёме сигналов в полосе частот 5,5...6,5 МГц (частоты перестройки первой ПЧ) предусмотрено отключение кварцевого гетеродина. С него снимают питающее напряжение и включают режим обвода (через контакты реле К1) принимаемого ВЧ-сигнала с выхода УВЧ приёмника на вход перестраиваемого фильтра первой ПЧ непосредственно. С учётом того, что ГПД приёмника перекрывает частотный участок несколько больше одного мегагерца (с некоторым запасом по краям), обеспечивается нормальный приём и в соседних частотных участках, вблизи крайних частот ПЧ 5,5 и 6,5 МГц на частоту перекрытия.

Генератор формирует сетку частот, используя гармоники (с первой по четвёртую) двенадцати установленных кварцевых резонаторов. Для получения равномерного уровня выходных сигналов генератора при работе на разных гармониках применена регулировка уровня выходного сигнала (на каждой гармонике своя подстройка). На выходе КГ установлен трёхканальный эмиттерный повторитель, распределяющий выходной сигнал на три нагрузки.

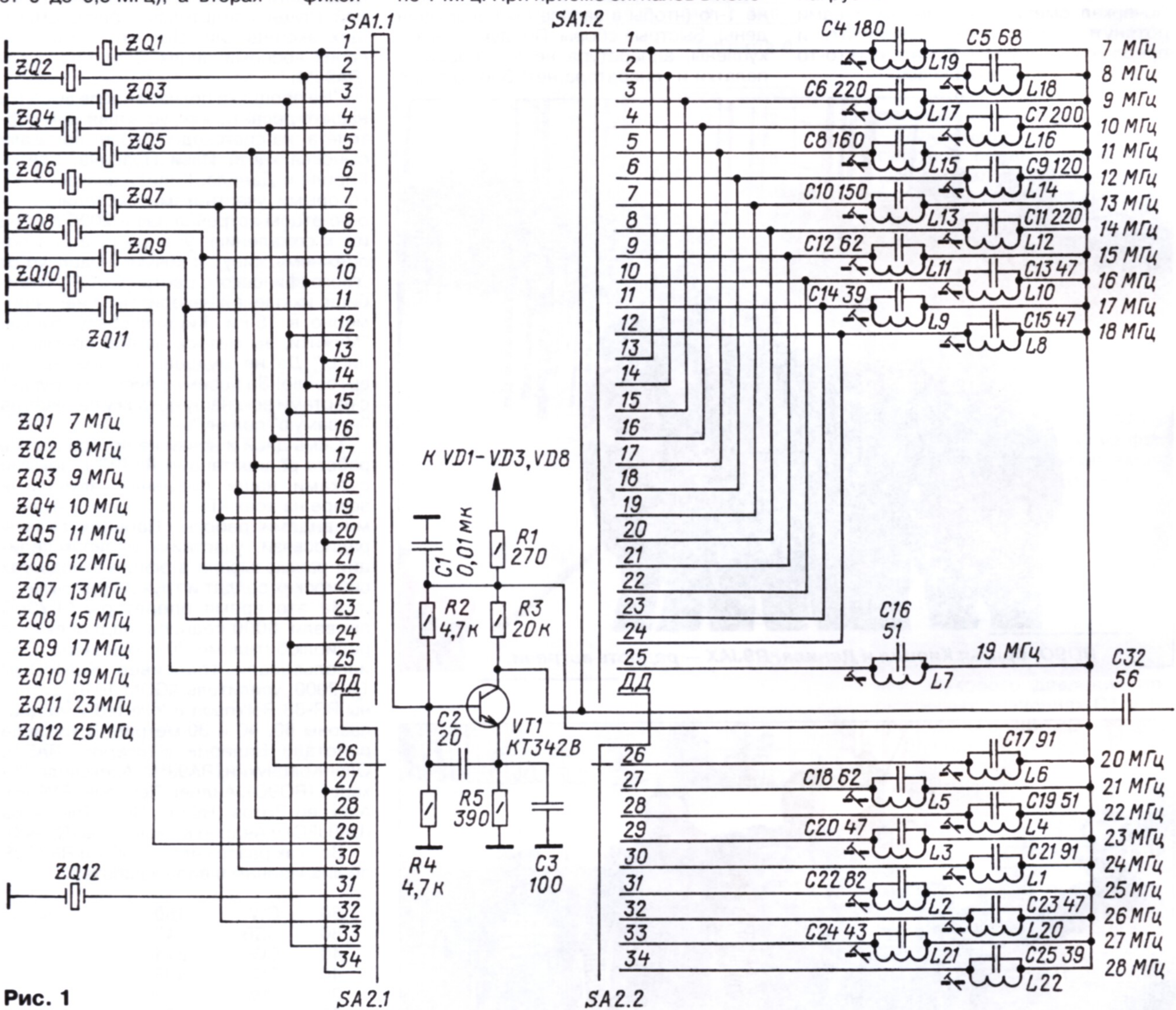


Рис. 1

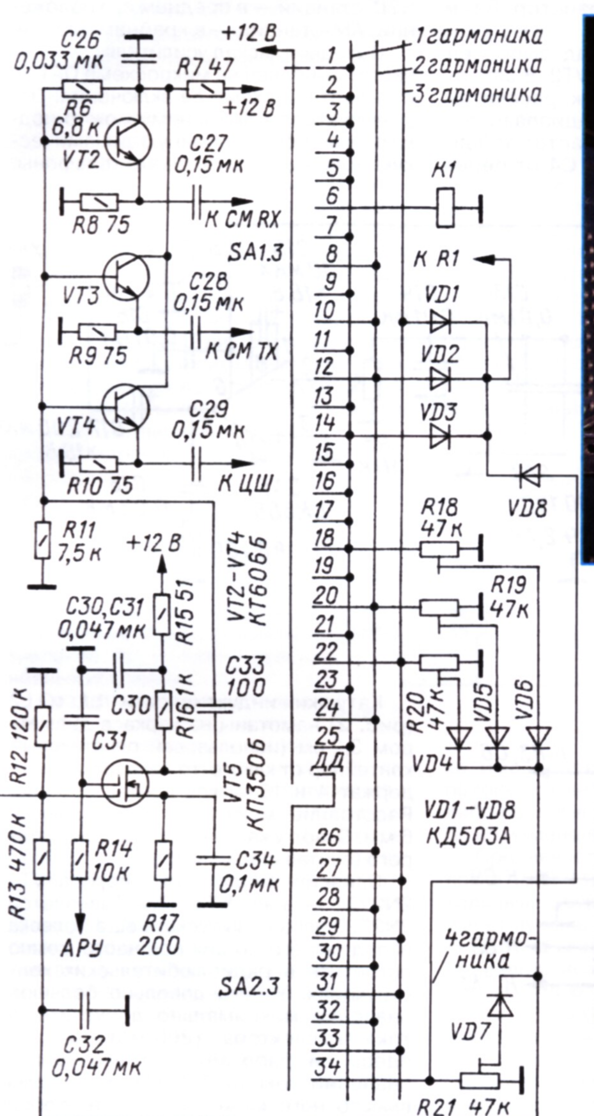
Собственно генератор собран на транзисторе VT1 по схеме ёмкостной трёхточки. Кварцевые резонаторы ZQ1—ZQ12 включены между цепью базы транзистора и общим проводом. Переключение резонаторов производят двумя галетными переключателями — SA1.1 (типа КТ1211-1 на 26 положений) и SA2.1 (типа 11П3НПМ, задействовано девять положений). Переключающий контакт переключателя SA2.1 подключён к базе транзистора VT1 только в положении переключателя SA1.1, обозна-

ченном как "ДД" (дополнительные диапазоны).

В цепь коллектора транзистора VT1 переключателями SA1.2 и SA2.2 подключаются контуры L1—L22, C4—C25, настроенные на выходные частоты генератора (на частоты гармоник кварцевых резонаторов). Резистор R3 подключён параллельно контурам нагрузки, он сглаживает возможные броски тока через транзистор при переключении катушек.

С коллектора транзистора VT1 сигнал поступает на управляемый буферный усилитель, выполненный на двухзатворном полевом транзисторе VT5. Регулировка усиления этого каскада осуществляется по двум затворам. К первому затвору с помощью переключателей SA1.3 и SA2.3, работающих в том же алгоритме, как и предыдущие галеты переключателя, подключаются в зависимости от используемой гармоники кварцевых резонаторов подстроечные резисторы R18—R21. Этими резисторами можно регулировать равномерность амплитуды выходного сигнала кварцевого генератора. Диоды VD4—VD7 служат для развязки регулирующих резисторов и исключают их влияние друг на друга при налаживании.

На второй затвор транзистора VT5 подаётся управляющий сигнал с системы АРУ приёмника (0...+12 В). На выходе этой цепи АРУ (в приёмнике) включён подстроечный резистор, которым устанавливают начальный коэффициент усиления каскада на транзисторе VT5 (напряжение +3...5 В). При работе системы АРУ её напряжение с увеличением уровня входного сигнала возрастает и, превысив напряжение





установленного уровня, начинает увеличивать коэффициент усиления буферного усилителя. В результате на входах смесителя приёмника вместе с ростом уровня входного сигнала растёт и уровень сигнала гетеродина, при этом соотношение уровней этих сигналов остаётся одинаковым, что благоприятно сказывается на динамическом диапазоне смесителя. Изменение в некоторых пределах уровня выходного сигнала для цифровой шкалы особого влияния на показания последней не оказывает, поскольку установочный порог коэффициента усиления буферного каскада несколько выше порога чувствительности цифровой шкалы.

Со стока транзистора VT5 сигнал подаётся в базовые цепи транзисторов VT2—VT4. На этих транзисторах собран трёхканальный эмиттерный повторитель. С его выходов сигнал подаётся на смеситель приёмника (RX), смеситель передатчика (TX) и цифровую шкалу (ЦШ). В режиме передачи система АРУ приёмника не работает и не влияет на коэффициент усиления каскада на VT5.

Если будет установлен резонатор ZQ12, работающий на пятой гармонике, то следует организовать дополнительную цепь, состоящую из двух развязывающих диодов, подстроечного резистора и подключённую параллельно цепям нижних гармоник.

Монтаж генератора выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита (**рис. 2**). Катушки L1—L20 намотаны на пластмассовых каркасах диаметром 5 мм и заключены в алюминиевые экраны. На каждом каркасе (а их всего десять) размещены по две катушки (по одной с каждого края).

Рис. 2

Каждая катушка снабжена подстроечником из феррита марки 400НН диаметром 3,5 и длиной 14 мм. Катушки L1—L14 намотаны виток к витку проводом ПЭЛ 0,55, катушки L15—L20 — виток к витку проводом ПЭЛ 0,41.

Катушки L21 и L22 — бескаркасные, намотаны медным посеребрённым проводом диаметром 0,55 мм на оправке диаметром 5 мм. Они распаяны непосредственно на контактах галетного переключателя SA2 и подстраиваются раздвиганием или сжатием витков.

Число витков катушек: L1, L2 — 7; L3 — 8; L4, L5 — 9; L6, L7 — 10; L8, L9 — 11; L10—L13 — 12; L14 — 13; L15 — 16; L16 — 20; L17 — 25; L18 — 30; L19 — 40; L20 — 47; L21, L22 — 5.

Налаживание генератора заключается в подстройке катушек L1—L22 до достижения максимального уровня сигнала и подборе резистора R6 до получения неискажённой синусоидальной формы сигнала на выходе.

Частоты кварцевых резонаторов и частоты настроек контуров указаны на схеме (см. рис. 1). Резонатор на 23 МГц можно заменить резонатором на частоту 7,66 МГц с выделением третьей гармоники, резонатор на 25 МГц — резонаторами на частоты 5; 6,33; 8,33; 12,5 МГц с выделением соответствующей гармоники. Уровни выходного сигнала генератора устанавливают подстроечными резисторами R18—R21 в пределах 0...3 В в зависимости от конкретной нагрузки и при отсутствии сигнала на входе приёмника.

Регенеративный КВ-приёмник

Пик эпохи регенеративных приёмников в профессиональной и любительской радиоаппаратуре приходится на конец 20-х или начало 30-х годов прошлого века. К началу Второй мировой войны их начали интенсивно вытеснять супергетеродины, а после войны "регенераторы" сохранились практически только в радиолюбительской практике. Несложные в изготовлении и обладающие неплохими параметрами они вполне подходили для самостоятельного изготовления начинающими радиолюбителями.

В 60-е годы в любительских конструкциях начинающих радиолюбителей им на смену пришли приёмники прямого преобразования. Но в 90-е годы снова наблюдается определённый рост интереса у радиолюбителей к регенеративным приёмникам. Более того, некоторые фирмы даже выпускают подобную аппаратуру для начинающих радиолюбителей. Прошло уже немало времени, но интерес к этим конструкциям у радиолюбителей сохраняется до сих пор.

На **рис. 1** показана схема регенеративного КВ-приёмника. Его описание было опубликовано в американском журнале QEX в статье "Конструирование высококачественного регенеративного приёмника" (High Performance Regenerative Receiver Design. Charles Kitchin, N1TEV. — QEX, November—December, 1988, p. 24—36).

В этой статье проанализированы различные способы регулировки обратной связи в таких приёмниках и отмечено, что получившие наибольшее распространение удобные способы, которые связаны с изменением режима регенеративного каскада по постоянному току, — не самые лучшие. Более устойчиво вблизи порога регенерации работают каскады, где регулировка обратной связи осуществляется конденсатором переменной ёмкости (КПЕ). Именно он и применён в описываемом приёмнике.

Чтобы избежать излучения регенеративного каскада в антенну и исключить влияние её параметров на работу этого каскада, приёмник имеет на входе широкополосный усилитель высокой частоты на транзисторе VT1. Режим работы транзистора по постоянному току задаёт резистор R1 в цепи его эмиттера.

Регенеративный каскад выполнен на полевом транзисторе VT2. В авторском варианте приёмник рассчитан на работу в двух КВ-поддиапазонах, перекрывающих полосу частот от 3 до 13 МГц. Сдвоенным КПЕ C4 от переносного транзисторного радиоприёмника осуществляется грубая настройка на рабочую частоту. На высокочастотном поддиапазоне используется секция C4b с максимальной ёмкостью 140 пФ, а на низкочастотном поддиапазоне переключателем SA1 параллельно ему подключается вторая секция C4a с максимальной ёмкостью 365 пФ. Точная настройка на станции осуществляется конденсатором C8. Необходимый уровень обратной связи устанавливают КПЕ с максимальной ёмкостью 140 пФ.

Для устойчивой работы этого каскада напряжение его питания +5 В стабилизировано (стабилитрон VD1).

Нагрузкой регенеративного каскада для звуковых частот служит дроссель L3. Автор использовал здесь первичную обмотку миниатюрного накального трансформатора. Её индуктивность неизвестна, но суммарную АЧХ на звуковых частотах для приёма CW, SSB и AM-станций устанавливают конденсаторами C12—C14. Их ёмкости подбирают такими, чтобы наилучший приём CW-станций был в крайнем левом положении переключателя SA2, SSB-станций — в среднем его положении, AM-станций — в крайнем правом.

Выходной каскад усилителя звуковых частот выполнен на микросхеме DA1 по стандартной схеме её включения. Переключателем SA3 к нему можно подключить либо встроенную динамическую головку, либо головные телефоны.

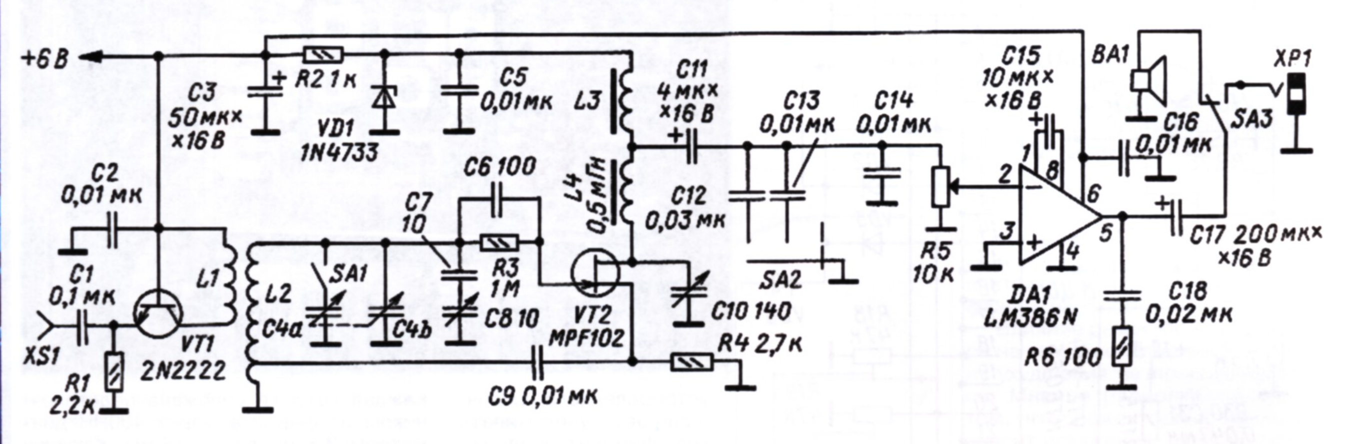


Рис. 1

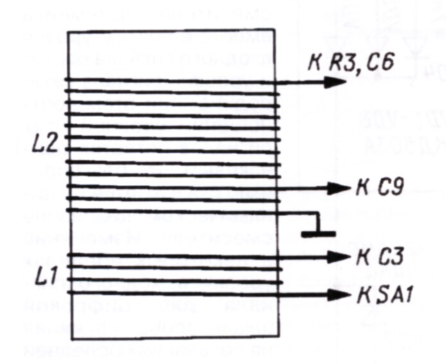


Рис. 2

Катушки индуктивности L1 и L2 (**рис. 2**) намотаны на каркасе диаметром 3,2 см (использован пластиковый контейнер от какого-то лекарства) и содержат 4 и 16 витков соответственно. Расстояние между их обмотками — 6 мм. Отвод у катушки L2 сделан от второго (считая снизу) витка.

Близкий аналог транзистора VT1 2N2222 — наш КТ3117А. Транзистор 2N2222 начали выпускать ещё полвека назад, но его до сих пор часто можно встретить в радиолюбительских конструкциях. У него довольно большое значение максимально допустимого тока коллектора (800 мА), однако здесь он работает при его малом значении (около 2,4 мА) и поэтому вместо него можно поставить любой кремниевый высокочастотный транзистор со статическим коэффициентом передачи тока не менее 100. А близкий аналог транзистора MPF102 (VT2) — наш КП303Е.

Номиналы резисторов R1 и R2 приведены для напряжения питания 6 В. При напряжении питания 9 В они должны быть соответственно 3,3 и 2 кОм, а при 12 В — 4,7 и 5 кОм.

Материал подготовил
Б. СТЕПАНОВ
г. Москва

Походная КВ-антенна

В наше время коротковолновики, отправляясь в походы по родному краю, нередко берут с собой и любительскую радиостанцию. Польский радиолюбитель SQ7MZL разработал для этого несложную разборную КВ-антенну, предназначенную для работы на диапазонах 7, 14, 21 и 28 МГц (Antena wakacyjna na pasma 7-14-21-28 MHz. — Swiat Radio, 2014, Marzec, s. 60, 61). Её устанавливают на одной относительно короткой мачте (длиной около 3 м). В отличие от проволочных походных антенн, её можно использовать там, где поблизости нет деревьев.

Эта антенна представляет собой четырёхдиапазонный полуволновый диполь с трапами, закреплённый на двух стеклопластиковых удилищах, образующих направленную вверх латинскую букву V (**рис. 1**). Угол между ними может быть 90...110°. Их основания закреплены хомутами на металлической пластине (**рис. 2**), которая, в свою очередь, крепится хомутами к трубе мачты. На этой же пластине закреплена круглая коробка с коаксиальным разъёмом для подключения фидера, а в ней находится стандартный BALUN. Пластина размерами 400×200 мм изготовлена из листового дюралюминия толщиной 4 мм.

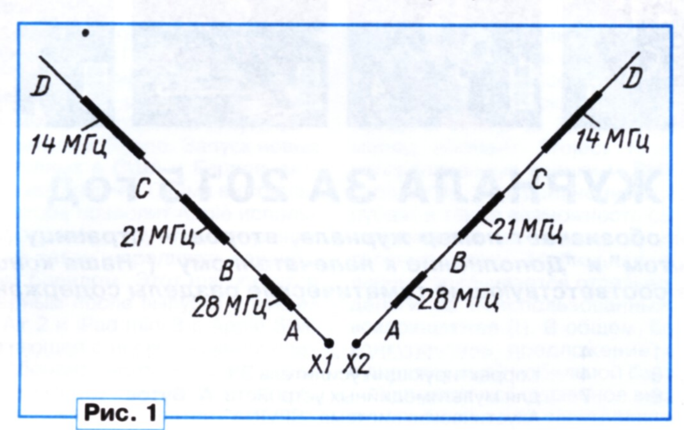
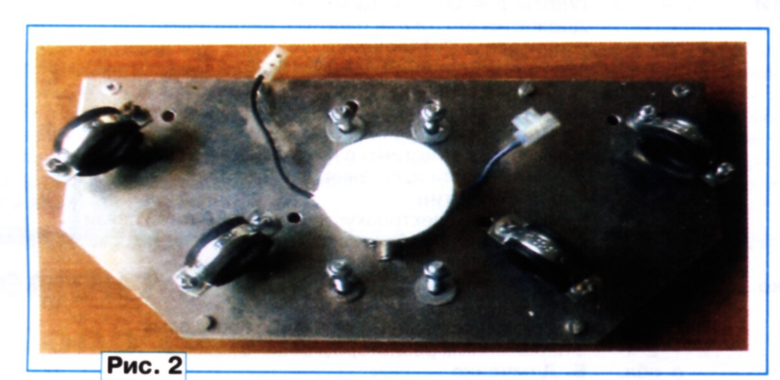


Рис. 1


Рис. 2

Отрезки проводов излучателя имеют следующие размеры:
A = 2,4 м;
B = 0,23 м;
C = 0,41 м;
D = 1,55 м.

Полная длина каждого из излучателей с учётом размеров трапов получается около 5 м, поэтому для их крепления автор использовал удилища длиной 6 м.

Диапазонные трапы выполнены по распространённой методике, когда вместо конденсаторов используются отрезки коаксиального кабеля (**рис. 3**). Автор применил для этого коаксиальный кабель H155. Это современный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом и двойным экраном (фольга и оплётка). В качестве диэлектрика в нём применён вспененный полиэтилен. Погонная ёмкость — 80 пФ/м. По характеристикам он близок к распространённому кабелю RG-58A. Длина отрезков кабеля для конденсаторов (рис. 3):

диапазон 28 МГц —
A = 90 мм, B = 50 мм;
диапазон 21 МГц —
A = 90 мм, B = 60 мм;
диапазон 14 МГц —
A = 120 мм, B = 90 мм.

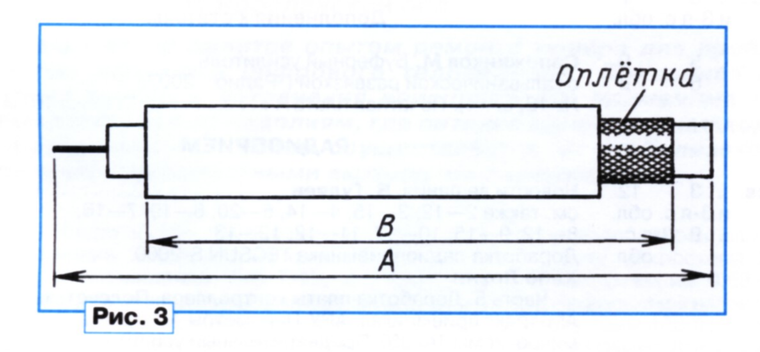


Рис. 3

Катушки трапов намотаны медным проводом диаметром 1,5 мм в полиэтиленовой изоляции. Для диапазона 28 МГц они имеют по десять витков на каркасе диаметром 55 мм, для диапазона 21 МГц — по 13 витков на таком же каркасе, а для диапазона 14 МГц — по 21 витку на каркасе диаметром 50 мм.

Зависимость КСВ от частоты на диапазоне 7 МГц, полученная автором этой антенны, показана на **рис. 4**.

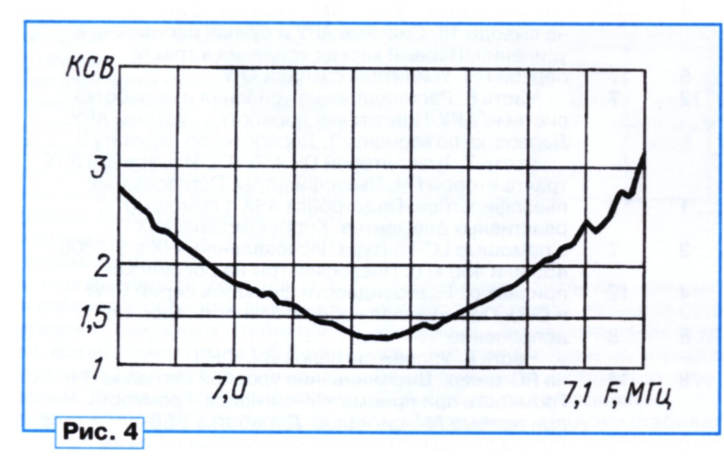


Рис. 4

Материал подготовил
Б. СТЕПАНОВ
г. Москва













СОДЕРЖАНИЕ ЖУРНАЛА ЗА 2015 год

Первое число после названия статьи обозначает номер журнала, второе — страницу (начало статьи). Материалы рубрик "Обмен опытом" и "Дополнение к напечатанному" ("Наша консультация", "Обратите внимание") включены в соответствующие тематические разделы содержания.













Дополнения к статьям

ИЗМЕРЕНИЯ

Дополнения к статьям

КОМПЬЮТЕРЫ

Дополнения к статьям

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА

Дополнения к статьям

РАДИОЛЮБИТЕЛЮ-КОНСТРУКТОРУ

Дополнения к статьям

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКАЯ ТЕХНОЛОГИЯ

ПРИКЛАДНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Дополнения к статьям

ЭЛЕКТРОМУЗЫКАЛЬНЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ

ЭЛЕКТРОНИКА ЗА РУЛЁМ

Дополнения к статьям

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Дополнения к статьям

"РАДИО" — НАЧИНАЮЩИМ (ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ)

Дополнения к статьям

"РАДИО" — О СВЯЗИ (ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ)

На любительских диапазонах

SK

* * *

* * *

Дополнения к статьям

НА КНИЖНОЙ ПОЛКЕ

Редакторы: ***С. Глибин*** ("Радиолюбительская технология", "Дополнение к напечатанному"), ***А. Долгий*** ("Микропроцессорная техника", "Компьютеры", "Измерения", "Прикладная электроника", "Электроника за рулём", "Источники питания", "Радио" — начинающим"), ***А. Михайлов*** ("Видеотехника"), ***С. Крючкова*** ("Доска объявлений"), ***С. Некрасов*** ("Радио" — о связи"), ***И. Нечаев*** ("Наука и техника", "Радиоприём"), ***Н. Нечаева*** ("Радио" — начинающим"), ***А. Соколов*** ("Звукотехника"), Б. Степанов ("Радио" — о связи"), ***В. Фролов*** ("Дополнение к напечатанному", "Радиолюбителю-конструктору", "Радиолюбительская технология", "Прикладная электроника"), ***В. Чуднов*** ("Источники питания").

В оформлении журнала участвовали: ***Е. Герасимова***, ***В. Мусияка***, ***А. Журавлёв***, ***Ю. Андреев*** (графика).

НАША КОНСУЛЬТАЦИЯ

ГОЛОМАЗОВ Е., КАНАЕВ Б. Программируемый звонок для учебных заведений. — Радио, 2014, № 1, с. 53, 54.

О программировании микроконтроллера.

Конфигурация микроконтроллера должна соответствовать показанной на **рис. 1**.

ВОЕВОДА В. Простое тринисторное зарядное устройство. — Радио, 2001, № 11, с. 35.

Мощность рассеяния резистора R6 должна быть 1 Вт, а не 0,25 Вт, как указано на схеме (рис. 1 в исходной статье). Вместо транзистора КТ361А (VT1), у которого допустимое обратное напряжение база—эмиттер равно 4 В, следует применить транзистор, у которого этот параметр не менее 15 В, например, КТ501Ж—КТ501М или любой из серий 1Т403, ГТ403. Можно использовать и КТ361А (VT1), но при этом необходимо в устройство добавить диод VD6 (любой кремниевый с допустимым обратным напряжением не менее 15 В и допустимым прямым током не менее 100 мА) и резистор R8 сопротивлением 100...200 кОм, как показано на **рис. 2** (позиционные обозначения вновь вводимых элементов продолжают имеющиеся на схеме).

CodeVisionAVR Chip Programmer - AVRProg AVR910

File Edit Program Read Compare Help

Chip: ATmega16 — Program All — Reset Chip

FLASH: Start: 0 h End: 697 h; Checksum: 0x3601

EEPROM: Start: 0 h End: 63 h; Checksum: 0x0000

Chip Programming Options

FLASH Lock Bits: (•) No Protection; ( ) Programming disabled; ( ) Programming and Verification disabled

Boot Lock Bit 0: (•) B01=1 B02=1; ( ) B01=0 B02=1; ( ) B01=0 B02=0; ( ) B01=1 B02=0

Boot Lock Bit 1: (•) B11=1 B12=1; ( ) B11=0 B12=1; ( ) B11=0 B12=0; ( ) B11=1 B12=0

[✓] Program Fuse Bit(s):
- [✓] CKSEL0=0
- [ ] CKSEL1=0
- [✓] CKSEL2=0
- [✓] CKSEL3=0
- [✓] SUT0=0
- [ ] SUT1=0
- [ ] BODEN=0
- [ ] BODLEVEL=0
- [ ] BOOTRST=0
- [ ] BOOTSZ0=0
- [ ] BOOTSZ1=0
- [ ] EESAVE=0
- [✓] CKOPT=0
- [ ] JTAGEN=0
- [ ] OCDEN=0

[✓] Check Signature [ ] Check Erasure [ ] Preserve EEPROM [ ] Verify

Рис. 1

КЛЕСТОВ В. Простой "возвращатель" в исходную точку. — Радио, 2012, № 12, с. 33—35.

Вместо GPS-модуля LR9552, передающего информацию со скоростью 4800 Бод, можно применить GPS-модули FGPMMOPA6C или FGPMMOPA6H фирмы GlobalTop Tehnology Inc, работающие на скорости 9600 Бод. При этом в микроконтроллер DD1 необходимо записать новую программу (она находится по адресу **ftp://ftp.radio.ru/pub/2012/12/returner2.hex** на нашем ftp-сервере). Кроме того, следует иметь в виду, что GPS-модули FGPMMOPA6C и FGPMMOPA6H выпускают в корпусах для поверхностного монтажа и цоколёвка у них иная (TXD — выв. 9; VCC — 1; FGPMMOPA6C: GND — выв. 3, 8, 11—13; FGPMMOPA6H: GND — 3, 8, 12, 19).

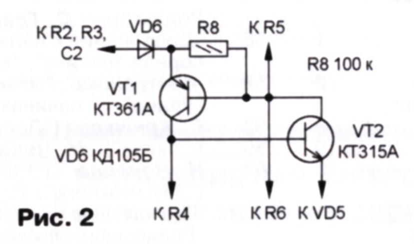


Рис. 2

ВАСИЛЬЕВ В. Ключ на двух микросхемах. — Радио, 1987, № 9, с. 22, 23.

Для повышения надёжности работы устройства необходимо ввести цепь начальной установки счётчика DD1, как показано на **рис. 3**. Позиционные обозначения вновь вводимых элементов продолжают имеющиеся на схеме.

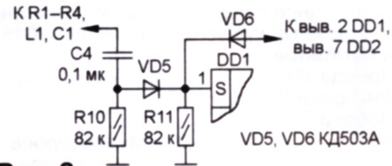


Рис. 3

БОЙКО В. Часы с индикацией на светодиодах. — Радио, 2014, № 5, с. 53, 54.

Пропуски индикации, например, десятой минуты, могут возникать из-за сравнительно большой ёмкости конденсаторов С1, С5, С6 (33 нФ). Если возникает такой эффект, рекомендуем уменьшить ёмкость этих конденсаторов до 1 нФ.

ОБРАТИТЕ ВНИМАНИЕ

КОЖУХИН П. Портативный MP3-плейер. — Радио, 2014, № 7, с. 21—24.

Размеры печатной платы.

Размеры печатной платы MP3-плейера — 84×50 мм, а не 50×30 мм, как на рис. 10 в указанной статье. Следовательно, чертёж печатной платы необходимо увеличить в 1,67 раза.

БУТОВ А. Регулируемый блок питания с автоматическим переключением напряжения на входе стабилизатора. — Радио, 2014, № 7, с. 25—27.

Сопротивление резистора R20 — 680 Ом.

ОЗОЛИН М. Измеритель ёмкости аккумуляторных батарей. — Радио, 2015, № 7, с. 26.

Частота кварцевого резонатора ZQ1 — 3,6864 МГц, а не 32768 Гц, как указано на схеме в статье.

К ЧИТАТЕЛЯМ

Редакция консультирует исключительно по статьям, опубликованным в журнале "Радио", и только по техническим вопросам, имеющим непосредственное отношение к тому, о чём в них идёт речь. Консультации даются бесплатно. Вопросы просим писать разборчиво, по каждой статье на отдельном листе. Обязательно укажите название статьи, её автора, год, номер и страницу в журнале, где она опубликована. В письмо вложите маркированный конверт с надписанным вашим адресом.

Вопросы можно прислать и по электронной почте на адрес <consult@radio.ru>.

E-mail: consult@radio.ru тел. 607-89-00

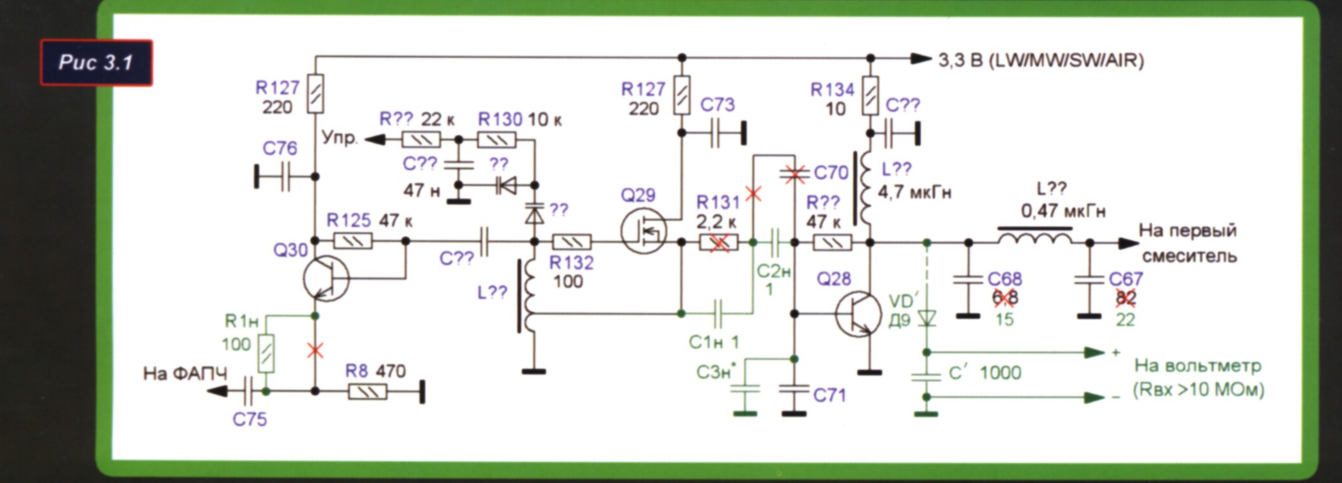


Рис 3.1

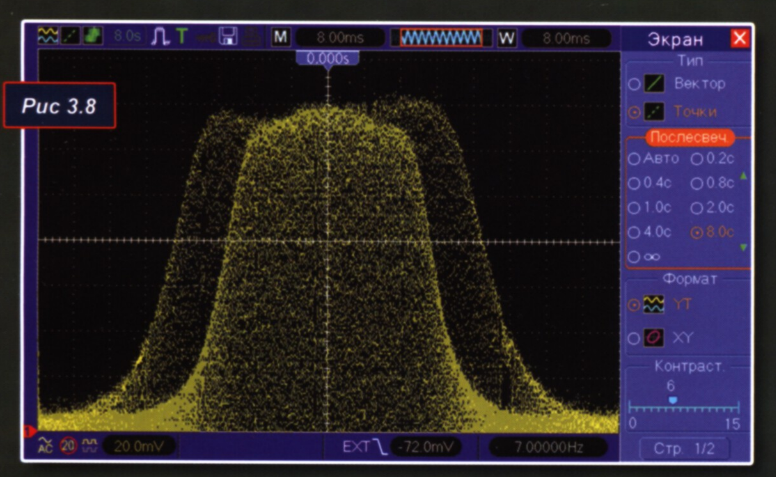


Рис 3.8

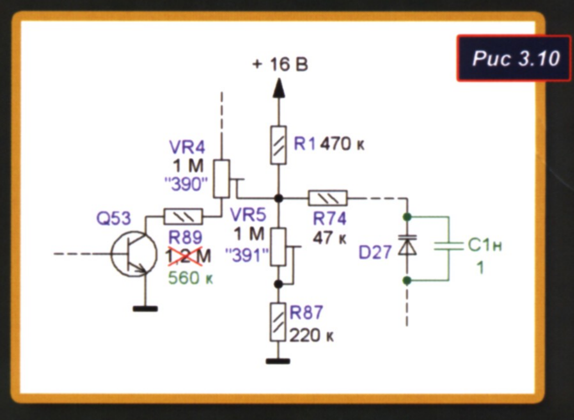


Рис 3.10

Радиоприёмник PL-660 и его доработка

ХАЙО ЛОХНИ, Германия/Россия, г. Гай Оренбургской обл.

(см. статью на с. 15)

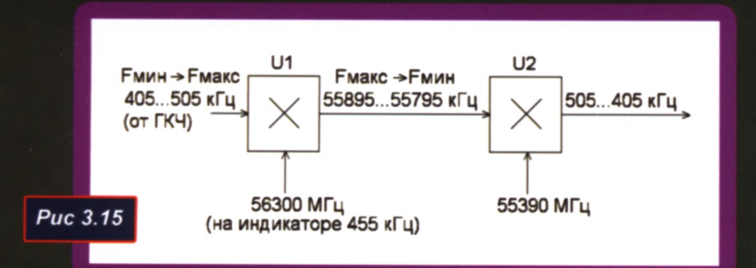


Рис 3.15

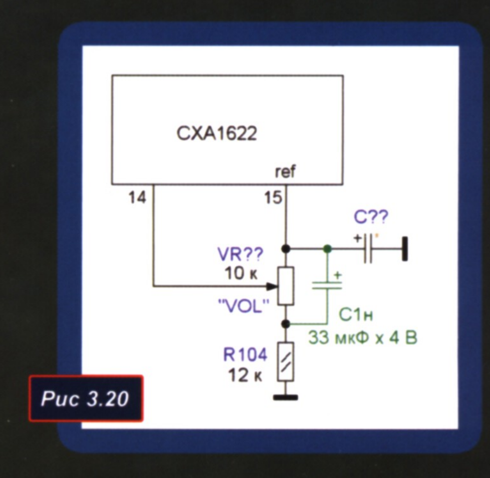


Рис 3.20

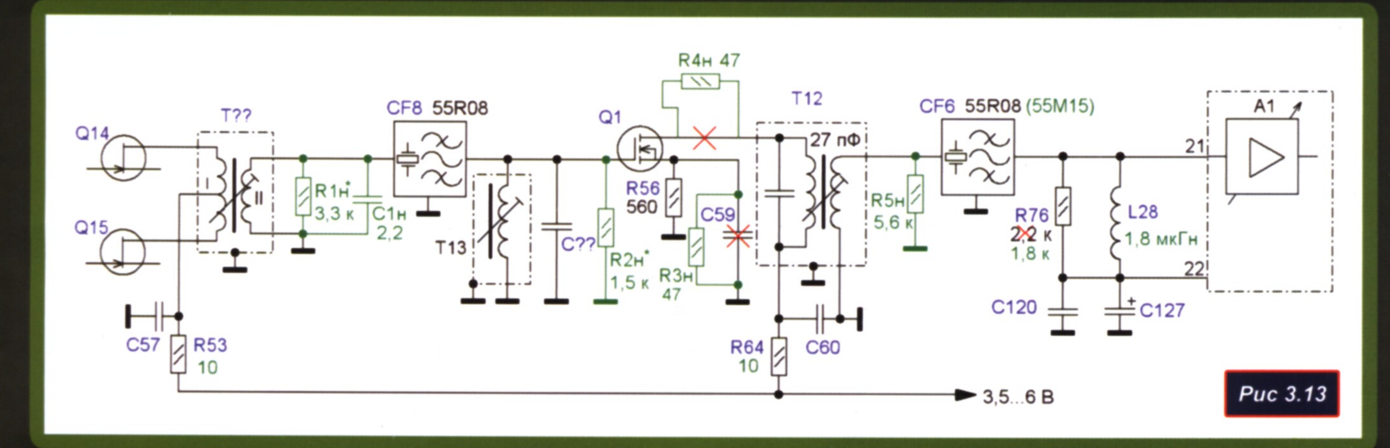


Рис 3.13